radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

- Bauanleitung: Sinusgenerator für eine Festfrequenz
- Eisenlose A-Endstufe mit Transistoren ohne Gegentaktansteuerung
- Anleitung zur Modernisierung des TV-Empfängers „Alex"
- Stereotüchtige UKW-Rundfunksender

16 | AUGUST 1965

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

PREIS 2,00 MDN

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG

FÜR DBR BERLIN

A 5733 D

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 482

Ing. A. Liecke
Stereotüchtige UKW-Rundfunksender 483

Neuigkeiten der Halbleitertechnik 486

R. Barkowsky
Meßfehler bei Spannungs- und Dämpfungsmessungen infolge Fehlanpassung der Meßspannungsquelle und des Spannungsmessers im UHF-Gebiet, Teil 1 487

Dipl.-Phys. U. Tarnick
f_T-Messungen an Transistoren 489

E. Bottke
Eisenlose A-Endstufe mit Transistoren ohne Gegentaktansteuerung 491

Videoendstufe mit anodenseitiger Kontrastregelung 493

Dipl.-Phys. Kurt Günther
Elektromagnetische Blutflußmessung 494

K. Sturm
Röhreninformationen UKW-Sendetrioden 495

Labor- und Berechnungsunterlagen
Einführung in die Matrizenrechnung (2 und Schluß) 497

Klaus K. Streng
music-center – ein interessantes Gerät von Schaub-Lorenz 499

Aus der Reparaturpraxis 501

Reinhard Kubitza
Anleitung zur Modernisierung des TV-Empfängers „Alex", Teil 1 503

Ing. I. Borkmann
Bauanleitung:
Sinusgenerator für eine Festfrequenz 506

Neue polnische Röhren für die kommerzielle Technik 508

Referate 509

Fachbücher 510

OBSAH

Oznámeni a zprávy 482

Ing. A. Liecke
Vysílače způsobilé pro vysíláni stereofonnich pořadů na vkv 483

Novinky z oboru polovodičů 486

R. Barkowsky
Chyby při měření napětí a útlumu na decimetrových vlnách vlivem nepřizpůsobeni zdroje a měřiciho přístroje, díl prvý 487

Dipl.-Phys. U. Tarnick
Měření f_T u tranzistorů 489

E. Bottke
Koncový zesilovací stupeň bez výstupniho transformátoru a dvojčinného buzeni pracujici v třídě A a osazený tranzistory 491

Koncový stupeň obrazového zesilovače s řízením kontrastu na straně anody 493

Dipl.-Phys. Kurt Günther
Elektromagnetické měření průtoku krve 494

K. Sturm
Informace o elektronkách
Vysilací triody pro vkv 495

Laboratorni a výpočtové podklady
Úvod do maticového počtu (2 a závěr) 497

Klaus K. Streng
„music-center" – zajimavý přístroj fy Schaub-Lorenz (NSR) 499

Z opravářské praxe 501

Reinhard Kubitza
Návod k modernizaci televizoru „Alex", díl prvý 503

Ing. I. Borkmann
Stavební návod: sinový generátor pro jeden zkušební kmitočet 506

Nové polské elektronky pro komerční sdělovací techniku 508

Referáty 509

Odborné knihy 510

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 482

Инж. А. Лике
Радиопередатчики для стерео-передач на УКВ 483

Новое в полупроводниковой технике 486

Р. Барковски
Погрешности при измерении напряжения и затухания в дециметровом диапазоне, вызванные неточностью согласования источника напряжения и измерительного прибора, ч. I-я 487

Диплом-физик У. Тарник
Измерение f_T транзисторов 489

Э. Боттке
Бестрансформаторный выходной каскад на транзисторах в режиме класса А 491

Оконечный каскад видеоусилителя с регулятором контрастности, расположенным в анодной цепи 493

Диплом-физик Курт Гюнтер
Электромагнитное измерение кровотечения 494

К. Штурм
Информация об электровакуумных и газоразрядных приборах
Генераторные триоды для УКВ 495

Лабораторные и расчетные материалы
Введение в матричное исчисление (ч. 2-я и окончание) 497

Клаус К. Штренг
Любопытный радиоприемник фирмы „Шауб-Лоренц" 499

Из работы ремонтных мастерских 501

Рейнгард Кубица
Модернизация телевизора „Алекс", ч. I-я 503

Инж. И. Боркман
Сигнал-генератор фиксированной частоты 506

Новые польские радиолампы специального назначения 508

Рефераты 509

Новые книги 510

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14
Telefon 42 00 19, Fernverkehr 42 33 91, Fernschr.: 011 441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin
radio und fernsehen
Verantw. Redakt.: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Bladszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, 102 Berlin, Rosenthaler Straße 28/31, und alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,00 MDN

Redaktionsausschuß:
Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P.O.B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Palatul Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P.O.B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 482

Ing. A. Liecke
VHF Radio Transmitters Capable of Stereo Operation 483

Novelties of Semiconductor Technique 486

R. Barkowsky
Measuring Errors of Voltage and Attenuation Measurements Due to Mismatching of the Measuring Voltage Source and the Voltmeter in the UHF Range (Part 1) 487

Dipl.-Phys. U. Tarnick
f_T Measurements of Transistors 489

E. Bottke
Iron-Free Class A Output Stage with Transistors without Push-Pull Arrangement 491

Video Output Stage with Contrast Control on the Side of the Anode 493

Dipl.-Phys. Kurt Günther
Electromagnetic Measurement of the Flowing of the Blood 494

K. Sturm
Tube Informations VHF Transmitting Triodes 495

Laboratory and Calculation Data Introduction to the Matrix Calculus (Part 2 and Conclusion) 497

Klaus K. Streng
"music-center", an Interesting Receiver from Schaub-Lorenz 499

Repair Practice 501

Reinhard Kubitza
Instruction for Modernizing the TV Receiver "Alex" (Part 1) 503

Ing. I. Borkmann
Instruction for Home Construction: Sine Generator for One Test Frequency 506

New Polish Tubes for Commercial Purposes 508

Abstracts 509

Technical Books 510

Titelbild:

Lesen Sie bitte unsere Glosse auf Seite 490

Foto: Dewag-Werbung

UNSERE LESER SCHREIBEN

Betr.: Bauanleitung für ein Blitzgerät in radio und fernsehen 13 (1964), H. 17

Seit längerer Zeit bin ich bemüht, den für die Schaltung erforderlichen Transistor OC 838 (GD 180) zu kaufen, aber er ist nirgends zu bekommen. Sind Sie in der Lage, mir Hinweise auf Bauelementeverkaufsstellen in Berlin geben zu können? Oder würden Sie sich bitte mit dem Autor der Bauanleitung in Verbindung setzen und ihn fragen, ob anstelle des OC 838 auch die anderen 4-W-Typen, also OC 836 (GD 160) und OC 837 (GD 170), verwendet werden können? Wenn ja, welche Änderungen der Schaltung wären dann erforderlich?

H. H., Berlin 35

Zu unserem Bedauern sind wir nicht in der Lage, unseren Lesern Bezugsquellen für Bauelemente nachzuweisen.

Ihre Frage nach dem evtl. Ersatz des GD 180 durch den GD 170 läßt sich jedoch leicht beantworten: Der GD 180 hat eine maximal zulässige Kollektor-Emitterspannung von 60 V, der GD 170 von 30 V. Bei Verwendung des GD 170 besteht deshalb die Gefahr, daß er bei den Impulsen in der Sperrzeit des Transistors durchschlägt. (Allerdings scheint dies wenig wahrscheinlich.) Deshalb ist es aus Sicherheitsgründen ratsam, den in der Bauanleitung vorgesehenen GD 180 zu verwenden.

*

... Zur Frühjahrsmesse begannen HF-Stereosendungen über UKW Leipzig 93,85 MHz. Während der Sendezeit baute ich mir ganz primitiv einen Decoder. Vorlage war das Heft 1 dieses Jahres Ihrer Zeitschrift. So konnte ich die letzten Tage der Sendezeit noch Stereosendungen empfangen. Der Bau des Decoders bereitete kaum Schwierigkeiten. Als Empfänger wurde ein Erfurt IV verwendet, der keinerlei Änderungen (ZF und dergl.) erfahren hat. Der Erfolg war großartig. Die Sendungen waren von ausgezeichneter Qualität und sehr gut zu empfangen. Die Übersprechdämpfung war wider Erwarten hoch. Kurz gesagt, diese Sendungen waren ein Erfolg.

Das Traurige an der Sache war nur, daß Radio DDR seine Versuchssendungen nach der Messe eingestellt hat. Da die Berliner Welle hier nicht mehr zu empfangen ist, hoffe ich nur, daß bald wieder etwas getan wird, damit von Radio DDR, Sender Leipzig eine Stereoversuchssendung kommt.

D. H., Hermsdorf/Thür.

Wir danken Ihnen für Ihre interessante Schilderung Ihrer Erfahrungen mit HF-Stereofonie. Sie haben entschieden viel Glück gehabt, u. a. daß die Bandbreite des „Erfurt 4" ausreichte. Vielleicht trat durch eine relativ große Antennenspannung bzw. eine starke Begrenzung eine zusätzliche Bedämpfung der ZF-Filter auf – laut Meßwerten ist die Bandbreite nämlich mit 140 kHz viel zu klein, um damit befriedigend HF-Stereofonie nach dem Pilottonverfahren zu empfangen.

Leider müssen wir in Ihre Stereo-Freude einen bitteren Tropfen gießen: Vorläufig sind keine weiteren Stereosendungen im Raume Leipzig zu erwarten.

Als langjähriger Leser bitte ich höflichst, mir mitzuteilen, ob überhaupt bzw. in welchem Heft eine Beschreibung des Kofferradios „Tesla Minor" erschienen ist. Wenn nicht erschienen, könnten Sie mir einen Hinweis geben, wie ich einen Stromlaufplan und Röhrensockelbezeichnungen erhalten kann. Es sind die Röhren 1 H 33; 1 F 33; 1 L 33;1 AF 33. J. A., Halle

Von „Tesla-Minor" erschien in unserer Zeitschrift keine Beschreibung mit Stromlaufplan, auf den es Ihnen sicherlich in erster Linie ankommt. Es entsprechen: Die 1 H 33 der europäischen Röhre DK 91 und der amerikanischen Röhre 1 R 5; die 1 F 33 der europäischen DF 91 und der amerikanischen 1 T 4. Sie läßt sich in den meisten Fällen durch die DF 96 ersetzen, die auch von unseren Röhrenwerken gefertigt wird; die 1 L 33 entspricht der europäischen DL 91 und der amerikanischen 1 S 4; die 1 AF 33 der DAF 91 bzw. DAF 92 bzw. 1 S 5. Geringe Abweichungen ergeben sich zu den Äquivalenzröhren in bezug auf den Heizstrom. Dies ist für Ihren Fall bedeutungslos, da ja im „Minor" die Röhren parallel geheizt sind.
Bei einem Ausfall dieser auch in der ČSSR nicht mehr gebräuchlichen Röhren raten wir Ihnen, generell alle Röhren auf Typen der 96er-Reihe umzustellen. Dies ist beim „Minor" von verschiedenen Kollegen bereits mit Erfolg durchgeführt worden.
Wegen des Stromlaufplanes können wir Ihnen leider keine Hoffnung machen. Vielleicht von Tesla in der ČSSR?

*

Wir bedauern, daß sich der Leserbrief von Herrn E. S., Berlin 2, mit unserem Kommentar im Heft 12 (1965) bereits im Druck befand, als uns ein neuer Brief von Herrn S. erreichte mit der Bitte, seinen ersten Brief nicht zu veröffentlichen, da sich der VEB Fernsehgerätewerk Staßfurt inzwischen bei ihm gemeldet und beteuert hätte, daß seine Briefe umgehend beantwortet worden wären. Allerdings hatte unser Leser diese Antworten nie bekommen. Inzwischen wandte sich auch das Fernsehgerätewerk Staßfurt an uns und bestätigte, daß die Briefe des Herrn S. umgehend beantwortet worden waren. Der Fehler lag also hier möglicherweise bei der Deutschen Post.

*

Läßt sich der Transistor OD 603 in einer Transverterschaltung durch einen unserer Transistoren ersetzen? Und wenn ja, durch welchen Transistor? R. M., Stendal

Der Transistor OD 603 läßt sich für die meisten Zwecke durch den GD 170 ersetzen. Die Daten sind ziemlich die gleichen.

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- UKW-Stereo-Steuerteil von Rundfunkempfängern
- Fernsehempfang ohne Ruhestörung
- Bauanleitung: UKW-Super mit Transistoren
- XXXIV. Internationale Messe in Poznan
- Aufsprech- und Wiedergabeverstärker mit Silizium-Planartransistoren für Kleinsttonbandgeräte

Nachrichten und Kurzberichte

▼ Der Fachvorstand Elektrotechnik der KDT im Bezirk Gera veranstaltet unter Mitwirkung des Instituts für elektrische Energietechnik der TH Ilmenau am 29. Oktober 1965 im Bergarbeiterklubhaus in Gera zu dem Thema **„Erdungsprobleme in der Energieversorgung und bei Großbauten"** eine Fach- und Diskussionstagung. Anfragen sind zu richten an den Fachvorstand Elektrotechnik im Bezirk Gera, Humboldtstr. 13.

▼ **In Jugoslawien** wurde jetzt erstmals ein im Lande konstruierter 100-kW-Sender gebaut. Der Sender, dessen Hersteller die bekannte Zagreber Firma „Riz" ist, wird von der Rundfunkstation Ljubljana in Betrieb genommen werden.
Ein 100-kW-Sender für Radio Belgrad und ein weiterer Sender für Indien gehören zu den gegenwärtigen Produktionsaufträgen des jugoslawischen Betriebes, der sich auf die Herstellung des selbst konstruierten Senders spezialisieren will.

▼ **In Israel** befindet sich das erste Fernsehzentrum des Landes im Bau. In der Nähe von Tel Aviv entstehen zwei Studios von je 220 m² Fläche, die voraussichtlich Anfang 1966 fertiggestellt sein werden.

▼ **Einen Fernsehempfänger mit Schlüsseltaste** brachte die westdeutsche Firma Nord-Mende heraus. Nur wer den Schlüssel besitzt, kann das Gerät in Betrieb setzen, ein Vorzug besonders für Familien mit Kindern.

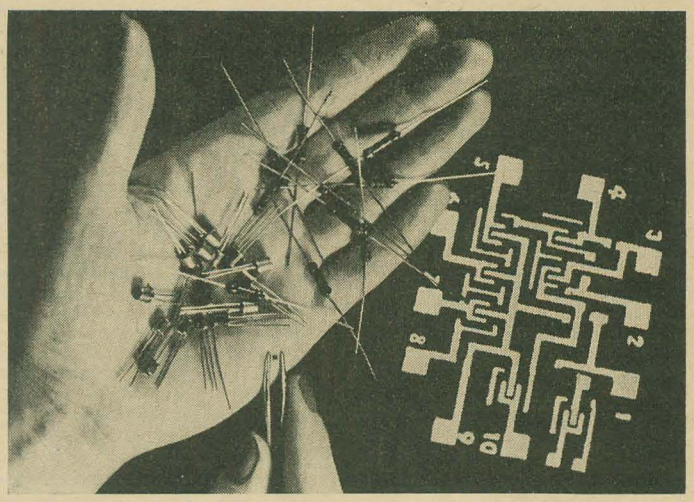
▼ Ein **neues Tonbandkassettensystem** soll unter der Bezeichnung „System DC International" Ende August in Westdeutschland auf den Markt kommen. Es handelt sich um Tonbanddoppelkassetten, die eine Spieldauer von maximal zwei Stunden haben. Die Firmen Grundig, Telefunken und Blaupunkt liefern hierfür geeignete Kassettentonbandgeräte. Zugleich liegt auch ein umfangreiches Repertoire von Tonbandkassetten der Schallplattenmarken Telefunken, Decca und RCA Victor vor.

Elektronenmikroskop erreicht Grenze des Auflösungsvermögens

Ein Elektronenmikroskop, mit dem das theoretisch gerade noch mögliche Auflösungsvermögen von 0,3 Nanometern erreicht wird, wurde vom Siemens-Konzern entwickelt. Auf dem Bildschirm des Mikroskops lassen sich also noch zwei Punkte klar definieren, die bei dem untersuchten Objekt lediglich 0,3 Nanometer voneinander entfernt sind. Diese Entfernung entspricht etwa dem doppelten Durchmesser eines Wasserstoffatoms.
Die Elektronenstrahlen werden von einer Spitzenkatode ausgesandt und erhalten ihre hohe Energie durch eine Spannung von hunderttausend Volt. Bei einem so hohen Energieaufwand muß das Objekt durch eine eingebaute Kühlvorrichtung geschützt werden, außerdem muß es vollkommen trocken sein, damit verdunstende Flüssigkeit das Vakuum, das der Elektronenfluß verlangt, nicht stört.
Die Schnitte aus den zu untersuchenden Proben müssen weniger als ein zehntausendstel Millimeter dünn sein, weil die Elektronenstrahlen nur in geringem Maße die Fähigkeit haben, Stoffe zu durchdringen. Als Objektträger dient ein hauchdünnes Häutchen aus eingetrockneter Lacklösung.

Neue Katodenstrahloszilloskope

Von zwei der bedeutendsten Meßgerätehersteller der USA wurden neue Hochleistungsoszilloskope entwickelt, die neben zahlreichen elektrischen Verbesserungen auch interessante konstruktive Details aufweisen.
Das Oszilloskop Modell 175 A von Hewlett & Packard ist durch die große Bandbreite von 50 MHz, neun Vertikal- und fünf Horizontaleinschübe sehr vielseitig einsetzbar. Dabei sind besonders die Einschübe für Zeitmessung ($^1/_2$%), XY-Schreibersteuerung und ein Linienschreiber-Einschub bemerkenswert. Der Schreiber gestattet, gleichzeitig mit der Aufzeichnung auf dem Bildschirm den entsprechenden Kurvenzug auf Spezial-Diagrammpapier zu registrieren. Die Aufzeichnungskosten betragen nur $^1/_{20}$ der Kosten für die fotografische Registrierung. Laboraufzeichnungen können auf diesem Wege viel schneller als bisher erfolgen. Ein sogenannter Strahlsucher stellt besonders für unerfahrenes Personal eine große Bedienungserleichterung dar. In konstruktiver Hinsicht ist das Oszilloskop besonders günstig gestaltet, da es ohne große Schwierigkeiten von der Tisch- zur Gestellausführung umgerüstet werden kann. Neuartige lötfreie, lösbare Steckverbindungen an den geätzten Leiterplatten erleichtern die Fehlersuche und den Abgleich.
Der Tektronix-XY-Speicheroszillograf Typ 564 für 0···10 MHz (mit Einschüben bis 875 MHz) ist mit einer neuartigen, rechteckigen keramischen Bildschirmröhre mit 8 × 10-cm-Raster ausgerüstet, die wahlweise die Speicherung eines Vorganges über eine Stunde und normale Darstellung gestattet. Einschübe für Breitbandverstärkung, Differenzverstärkung, Mehrfachdarstellung (bis zu vier Vorgängen gleichzeitig), Samplingtechnik und Dehnungsmeßtechnik ergänzen das Grundgerät. Der Oszilloskop besitzt gleich X- und Y-Kanäle, wobei es möglich ist, bis vier XY-Vorgänge gleichzeitig abzubilden. Für die Darstellung der Zeit stehen mehrere Zeitablenkgeneratoreinschübe mit bzw. ohne Verzögerung und einmalige Zeitablenkung zur Verfügung.
Das Digitaloszilloskop Typ 567 von Tektronix führt eine neue Konzeption in dieser Gerätegruppe ein, indem es zusätzlich zur konventionellen Darstellung auf dem Bildschirm eine digitale Ablesung einer Signalinformation gestattet. Man kann damit Anstiegszeiten, Amplituden und Zeitdifferenzen mit größerer Genauigkeit und Schnelligkeit ermitteln. Bei der Durchführung von Messungen wählt man die Meßpunkte der dargestellten Wellenform am Bildschirm aus und kann das Ergebnis in Ziffernform direkt an einer vierstelligen Einzeilen-Digitalanzeige ablesen. Dabei wird durch eine Lampenanordnung angezeigt, ob die Messung innerhalb, oberhalb oder unterhalb voreingestellter Grenzen liegt. Unter Verwendung von Samplingseinschüben und des Digitaleinschubes kann man Vorgänge im Mikro- bis zum Picosekundenbereich digital ablesen. Weitere Zubehörgeräte sind verfügbar, um das Digitaloszilloskop Typ 567 zu einem vielseitig einsetzbaren Meßgerät zu machen.



Unter der Bezeichnung „Monolith" bringt Siemens Festkörkerbausteine für sein Datenverarbeitungssystem 4004 heraus, die nur ungefähr 2 mm² groß sind (auf dem Bild zwischen den beiden Pinzettearmen zu sehen). Trotzdem enthält jeder Baustein 15 Siliziumtransistoren, 13 Widerstände und die dazugehörenden internen Verbindungen. Die einzelnen Bauelemente in konventioneller Form sind in der geöffneten Hand zu sehen, rechts die Oberfläche des Bausteins stark vergrößert

Siemens-Pressefoto

Elektronischer „Ingenieur" berechnete Damm-Stabilität

Das Berechnen möglicher innerer Deformationen im Stein- und Erddamm am Wachsch in Tadshikistan, dem mit 304 Metern höchstem Damm dieser Art in der Welt, haben Leningrader Fachleute kürzlich einer elektronischen Rechenmaschine übertragen. Die Maschine bewältigte die Rechnungen, für die laut TASS sieben versierte Fachleute etwa ein Jahr Arbeit hätten aufwenden müssen, in weniger als einer Woche.
Die Berechnungen erfolgten nach einem Programm, das Wissenschaftler auf Grund der einzigartigen Bedingungen zusammenstellten, die durch die enorme Eigenmasse des Dammes von 600 Tonnen je Quadratmeter Grundfläche gegeben sind. Der durch diese gewaltige Masse entstehende Druck im Damminnern kann beträchtliche Verlagerungen des Erdreichs im Dammkern hervorrufen und damit die Stabilität verringern. Der Rechenautomat hat – so wird berichtet – mit höchster Präzision nicht nur die Größe der zu erwartenden Deformationen, sondern auch den Zeitpunkt und die räumliche Lage ihres Auftretens ermittelt. Die Berechnungen dienen dem geplanten Bau eines Wasserkraftwerks am Wachsch, das eine elektrische Leistung von 2,7 Mill. Gigawatt haben wird.

Elektronenrechner im Taschenformat

Eine elektronische Rechenanlage in Miniaturgröße wurde von einem IBM-Werk in Owego (New York) fertiggestellt. Der Speicher der Anlage kann 23 040 Informationselemente (bits) aufnehmen. In ihrer Leistungsfähigkeit darf sich die Maschine durchaus mit großen Systemen messen. In einer Sekunde führt sie beispielsweise über 56 000 Additionsbefehle aus. Dabei hat die gesamte Anlage Taschenformat: Sie ist etwa 29 cm lang, etwas über 26 cm breit und 8,9 cm hoch. Seinen geringen Raumbedarf verdankt der neue IBM-Rechner einer Dünnfilmtechnik, die im „Space Guidance Centre" in Owego entwickelt wurde.

Elektronenrechner in Japan

Japan hat Westdeutschland in der Anzahl der aufgestellten Computer übertroffen und es vom bisher zweiten Platz hinter den USA auf den dritten verwiesen. Wie die Japan Electronic Computer Co. mitteilte, sind in Japan bis Ende März 1965 insgesamt 1840 Computer aufgestellt worden.

Statistik der Rundfunk- und Fernsehteilnehmer in der DDR

Stand vom 30. Juni 1965

Bezirksdirektion für Post- und Fernmeldewesen	Rundfunkteilnehmer insgesamt	davon Fernsehteilnehmer
Rostock	256 094	137 032
Schwerin	182 157	100 181
Neubrandenburg	184 192	97 346
Potsdam	366 634	216 309
Frankfurt (Oder)	213 348	117 635
Cottbus	259 823	136 240
Magdeburg	431 027	267 663
Halle (Saale)	645 579	362 944
Erfurt	390 512	229 174
Gera	245 781	130 486
Suhl	161 352	90 487
Dresden	674 694	295 530
Karl-Marx-Stadt	551 846	262 461
Leipzig	765 519	372 498
Berlin	425 240	222 953
	5 753 798 (— 32 661)	3 038 939 (+ 71 481)

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

14. JAHRGANG · 2. AUGUSTHEFT 16 1965

Stereotüchtige UKW-Rundfunksender

Ing. A. LIECKE

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Köpenick

Bereits seit vielen Jahren werden im VEB Funkwerk Köpenick UKW-Rundfunksender gefertigt. Das gesamte UKW-Sendernetz in der DDR wurde mit diesen Geräten aufgebaut. Die Funktion des frequenzmodulierten Rundfunksenders wurde bereits ausführlich in radio und fernsehen [1] beschrieben.
Im folgenden wird auf die neuentwickelte Typenreihe von UKW-Sendern eingegangen. Sie umfaßt Sender mit einer Leistungsabstufung von 2 × 500 W, 3 kW und 10 kW, die gegenüber den bisherigen Typen folgende Vorteile aufweisen:
Volumenverminderung von über 50%
bis zur 3-kW-Ausführung sind die Kühllufteinrichtungen in die Sendergestelle eingebaut
stereotüchtig
aktive und passive Reserveschaltungen verhindern Programmausfall
Der Frequenzbereich wurde erweitert von 87,5···108 MHz

Mechanischer Aufbau

Alle Sender der Typenreihe sind in geschlossener Bauweise konstruiert und in standardisierten Gestellen mit einer Grundfläche von 700 × 700 mm und einer Höhe von 2026 mm untergebracht. Die Vorder- und Rückseiten sind mit verschließbaren Türen versehen. Die Türen, die hochspannungsführende Sendereinbauten abdecken, sind durch Tünkontakte elektrisch gesichert. Beim unbefugten Öffnen der Türen wird der Sender zur Vermeidung von elektrischen Unfällen durch Türkontakte ausgeschaltet. Für besondere Fälle (z. B. Prüfung) kann die Blockierung außer Kraft gesetzt werden. Hierzu werden besondere Stecker verwendet, die beim Überbrücken des Blockierungskreises ein rot blinkendes Lichtsignal geben; außerdem ertönt gleichzeitig ein lautstarkes akustisches Signal, das den Ausnahmezustand anzeigt. Während das akustische Signal abschaltbar ist, bleibt das optische Signal für die gesamte Zeit des überbrückten Zustandes des Blockierungskreises in Betrieb.

Grundbaustein der Typenreihe ist der 2 × 500-W-Sender (Bild 1). In einem Normgestell sind zwei völlig gleichartig aufgebaute und voneinander unabhängige 500-W-Sender enthalten. Die Sender können einzeln oder gleichzeitig in Betrieb sein, und bei Bedarf kann auch einer von ihnen als sofort betriebsbereiter Reservesender dienen. Die Ausgänge der 500-W-Endstufen sind auf einen Umschalter geführt, der an zwei konzentrische Buchsen geht, die den Senderausgang darstellen. Hier kann das Antennenkabel oder die Eingänge der nachgeschalteten Leistungsstufen angeschlossen werden. Bei der Ausführung als 3-kW-Sender wird daher die 3-kW-Stufe und bei der 10-kW-Ausführung die 10-kW-Stufe an die 2 × 500-W-Vorstufe angeschlossen. Durch die Verkabelung der Gestelle untereinander mit Adapterkabel ist eine einfache und schnelle Montage am Aufstellungsort möglich.

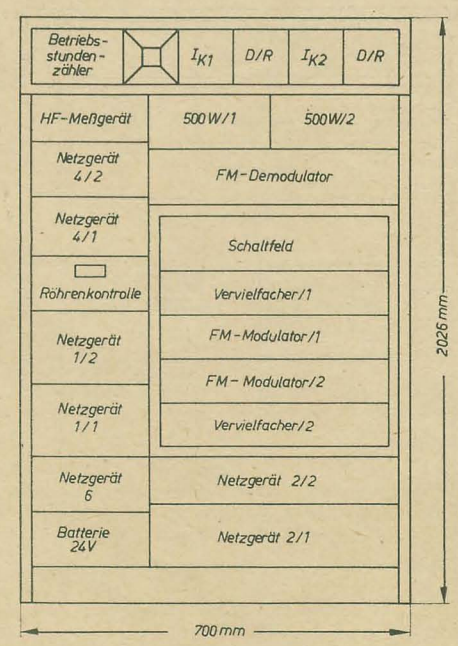


Bild 1: Maßbild des 2 × 500-W-Senders

Alle Geräte des 2 × 500-W-Senders sind als leicht herausnehmbare Einschübe bzw. Einsätze montiert. Der Aufbau der Vorstufen des Senders und des Schaltfeldes auf einem herausschwenkbaren Rahmen (Bild 2) gestattet ein leichtes Überprüfen der Funktion der Stufen, da die Verbindungskabel nicht unterbrochen werden und eine Prüfung während des Betriebes durchgeführt werden kann.

Die 3-kW-Stufe des Senders ist mit allen Nebeneinrichtungen, wie Stromversorgung und Lüfter, in einem gleichgroßen Gestell wie der 2 × 500-W-Sender untergebracht. Im unteren Teil dieses Gestells (Bild 3) befindet sich der Lüfter für die Abführung der Verlustwärme der Endstufenröhre. Die erforderliche Kühlluft wird dabei über ein Filter aus dem Senderraum gesaugt und tritt nach dem Kühlvorgang oben aus dem Gestell wieder heraus. Bei Bedarf kann die Abluft durch ein Rohr ins Freie geleitet werden.

Wirkungsweise

Die prinzipielle Wirkungsweise des UKW-Senders in der 3-kW-Ausführung ist dem Blockschaltbild (Bild 4) zu entnehmen.

Die Steuerfrequenzerzeugung sowie die Modulation der Frequenz erfolgt im sogenannten FM-Modulator, der im 2 × 500-W-Sender zweimal vorhanden ist.

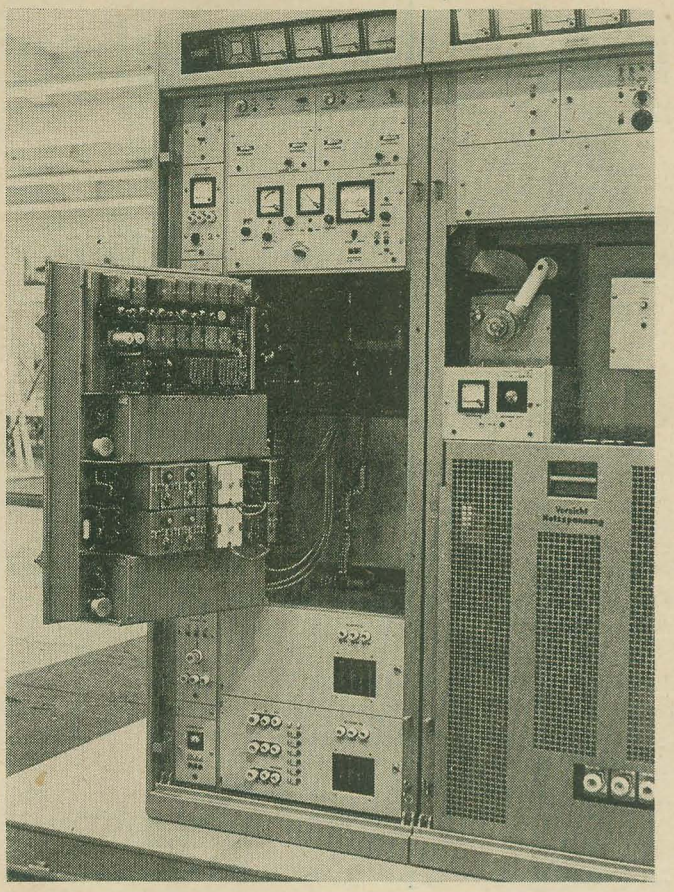


Bild 2:
2 × 500-W-Sender mit herausgeschwenkten Vorstufen

Jeder FM-Modulator ist mit volltransistorisierten Bausteinen bestückt und in folgende Baugruppen unterteilt:
NF-Eingangsschaltung mit Übertrager, Dämpfungsglied und Voranhebung

Modulator
Mischstufe
Quarzoszillator mit Thermostat
ZF-Baustein
Quarzstufe 3,1 MHz mit Thermostat
Regelverstärker
elektronisch geregelter Netzteil

Die NF-Eingangsschaltung besitzt zwei Modulationseingänge für Normal- und Stereobetrieb. Zur Einstellung des Normpegels liegen in beiden Eingängen Dämpfungsglieder, die in Grobstufen von 6 dB und in Feinstufen von 0,5 dB geschaltet werden können. Ein Relais, das vom Stereodecoder, der außerhalb des Senders liegt, geschaltet wird, bringt den jeweils benötigten Eingang an den Modulator, wobei der andere kurzgeschlossen wird. Die Voranhebung oder Preemphasis mit einer Zeitkonstanten von 50 μs verbessert bei hohen Modulationsfrequenzen das Verhältnis zwischen Signal- und Rauschpegel.
Der Oszillator arbeitet auf $^1/_3$ der Senderendfrequenz in induktiver Dreipunktschaltung. Für die Frequenznachregelung und zur Modulation sind jeweils Kapazitätsdioden in den Schwingkreis geschaltet.
Die Funktion der Frequenznachregelung ist aus Bild 5 zu ersehen. Hierzu wird aus einem Quarzoszillator eine Frequenz, die um 3,1 MHz niedriger ist als die des FM-Modulators, in einer Mischstufe mit der Frequenz des FM-Modulators umgesetzt. Dabei entsteht eine Zwischenfrequenz von 3,1 MHz, die über eine Trennstufe dem ZF-Baustein zugeführt wird. Dieser Baustein enthält einen durch einen Multivibrator periodisch betätigten Diodenumschalter mit einer Frequenz von 200 Hz, mit dem abwechselnd die von der Mischstufe kommende ZF – die mit dem Frequenzfehler behaftet ist – mit einer 3,1-MHz-Frequenz aus einem zweiten Kontrollquarzoszillator auf einen Begrenzer und Diskriminator geschaltet wird. Am Diskriminator entsteht dadurch eine Rechteckspannung, deren Amplitude der Frequenzabweichung proportional ist. In dem Regelverstärker wird die Rechteckspannung aus dem ZF-Baustein in eine Gleichspannung entsprechender Polarität für die Frequenznachregelung umgewandelt und dem FM-Modulator zugeführt.

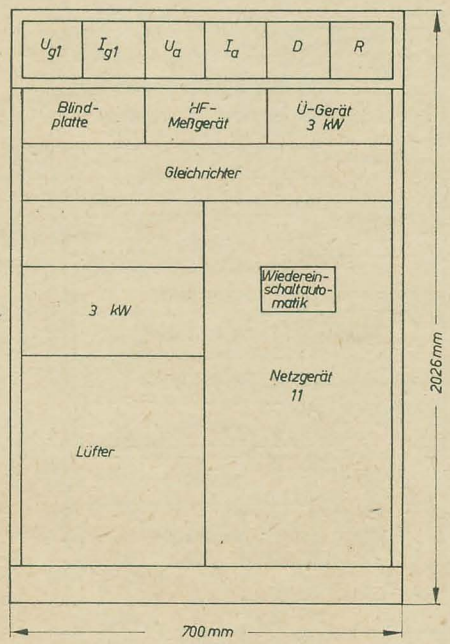


Bild 3: Maßbild der 3-kW-Stufe

Der elektronisch geregelte Netzteil liefert hochkonstante Speisespannungen für den gesamten FM-Modulator.
Vom FM-Modulator gelangt das HF-Signal in den Einschub Vervielfacher, in dem die Endfrequenz erreicht wird. Gleichzeitig erfolgt eine Verstärkung des Signals, die ausreicht, um die 500-W-Leistungsstufe anzusteuern.
Die 500-W-Stufe ist zweistufig ausgeführt und einschließlich der Lüfter für die Abführung der Verlustwärme der Endstufenröhren in einem Einschub untergebracht.
Die erste Verstärkerstufe ist mit einer strahlungsgekühlten Doppeltetrode SRS 4452 in Gegentakt-Katodenbasisschaltung bestückt. Die Ansteuerleistung wird symmetrisch kapazitiv in den Eingangskreis eingekoppelt. Die Abstimmung der Kreise erfolgt ebenfalls kapazitiv. Die modulierte Gitterspannung der Endröhren wird durch symmetrische galvanische Teilkopplung aus dem Vorkreis gewonnen. Durch Verändern einer Induktivität kann die Widerstandstransformation verändert werden.
In der 500-W-Endstufe befinden sich zwei Röhren SRL 460 in Gegentaktschaltung. Die Röhren arbeiten auf einen kapazitiv verkürzten $\lambda/4$-Leitungskreis, der gleichzeitig als Luftleitung benutzt wird. Die Grobabstimmung erfolgt durch Veränderung des Wellenwiderstandes. Die Leistung wird durch variable Topfkondensatoren ausgekoppelt.
Für die Stromversorgung der einzelnen Stufen des 2 × 500-W-Senders sind die erforderlichen Netzgeräte als Einschübe im unteren Teil und an der linken Seite des Gestells untergebracht.
Damit bei kurzzeitigen Netzausfällen die sofortige automatische Wiedereinschaltung möglich ist und bei Spannungsabsenkungen der Sender nicht ausfällt, müssen die entsprechenden Relais in Betriebsstellung verbleiben. Sie werden daher aus einer 24-V-Batterie gespeist, die während des Betriebes dauernd geladen wird.
Bei der 3-kW-Ausführung des UKW-Senders ist die 3-kW-Leistungsstufe mit der luftgekühlten Röhre SRL 352 bestückt und als Einschub in Gestellmitte angeordnet. Der Gitterkreis der Röhre, die in Gitterbasisschaltung betrieben wird, besteht aus konzentrierten Schaltelementen, die ein im Längskreis abgestimmtes π-Filter bilden. Mit diesem Kreis wird der Eingangswiderstand der Stufe auf einen Wellenwiderstand von 60 Ω transformiert.
Der Anodenkreis, ebenfalls aus konzentrierten Bauelementen aufgebaut, dient zur Anpassung der Stufe an die 60-Ω-Energieleitung und gleichzeitig zur Unterdrückung der Oberwellen. Die Grobabstimmung der Eingangs- und Anodenkreise erfolgt induktiv, die Feinabstimmung kapazitiv.
Im Anschluß an die Endstufe befindet sich

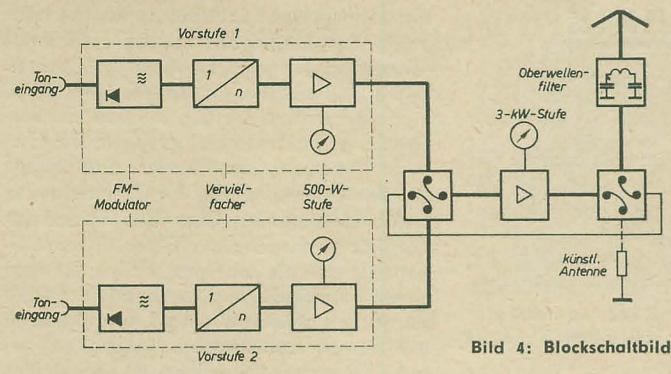


Bild 4: Blockschaltbild des 3-kW-UKW-Senders

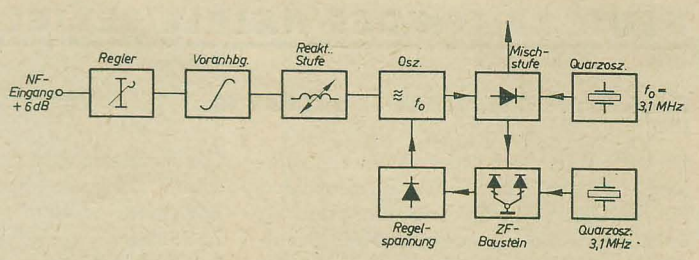


Bild 5: Blockschaltbild Frequenznachregelung

im Gestell noch ein Oberwellenfilter, mit dem die Harmonischen der Betriebsfrequenz unterdrückt werden. Dieses Oberwellenfilter ist ein aus sieben Elementen bestehender Tiefpaß und wird so abgeglichen, daß es für den gesamten Frequenzbereich von 87,5···108 MHz nicht nachgestimmt zu werden braucht.

Die Anodenspannung von 4,2 kV wird durch Siliziumdioden gleichgerichtet. Eine eingebaute Wiedereinschaltautomatik hat den Zweck, bei Ausfall der 3-kW-Stufe durch Kurzschluß, Überschlag oder zu große Fehlanpassung in der Häufigkeit einstellbare Wiedereinschaltversuche zu machen, bevor im endgültigen Störungsfall eine Rückschaltung auf eine 500-W-Vorstufe erfolgt.

Ein Überwachungsgerät kontrolliert die Funktionen der Stufe und leitet in Verbindung mit der Wiedereinschaltautomatik und einem HF-Meßgerät das Wiedereinschalten bzw. das Umschalten auf Reservestufe im Störungsfall ein.

Für die Kontrolle der Anpassung der einzelnen Stufen sind auf den konzentrischen Verbindungsleitungen zu den HF-Schaltern Reflektometer- und Meßkopplerköpfe montiert, die Meßspannungen für die HF-Meßgeräte in der 2 × 500-W- und 3-kW-Stufe liefern.

Das Senderschaltfeld im 2 × 500-W-Sender enthält die Einrichtungen für die Steuerung, Kontrolle und Überwachung des gesamten Senders. Ferner können auch die Umschaltmotoren der HF-Schalter von hier aus bedient und die gewünschten Betriebszustände (500-W-Stufe 1 bzw. 2 oder 3-kW-Stufe auf Antenne) hergestellt werden. Um die Forderungen nach Einsparung von Personal auf den Sendestellen und Einschränkung von Programmausfällen durch senderseitige Störungen weitgehend zu erfüllen, erfolgt im Störungsfall die entsprechende Ersatzschaltung automatisch. Die dafür notwendigen Einrichtungen sind ebenfalls im Schaltfeld untergebracht. Die Rückmeldung der Kontakte der einzelnen Überwachungsrelais in den 500-W-Stufen bzw. in der 3-kW-Endstufe wird hier in einen Schaltbefehl für die Umschaltmotoren umgesetzt. Wenn z. B. die durch Relais kontrollierte Hilfsspannung der 3-kW-Stufe Fehler meldet, schaltet sich die zweite 500-W-Vorstufe auf die 3-kW-Endstufe. Ist der Fehler dann nicht behoben, so liegt die Störung in der 3-kW-Stufe. In diesem Fall wird die 500-W-Vorstufe auf die Antenne geschaltet. Die Automatik ist mit einer Prüfauslösung versehen und abschaltbar.

Mit dem 2 × 500-W-Sender ist auch ein Parallelbetrieb beider Vorstufen möglich. Beide 500-W-Stufen können über eine besondere Weiche zusammengeschaltet und an eine gemeinsame Antenne geführt werden. Weiterhin enthält das Senderschaltfeld Einrichtungen, die eine Fernbedienung des Senders und eine Fernüberwachung des Betriebszustandes ermöglichen.

Für die Überwachung und Kontrolle der Modulation des UKW-Senders ist im Gestell des 2 × 500-W-Senders ein FM-Demodulator enthalten. Mit diesem Gerät können der Frequenzhub, der Frequenzgang, die Fremdspannung, die Stör- und synchrone Amplitudenmodulation und in Verbindung mit einer Klirrfaktormeßbrücke auch der Klirrfaktor gemessen werden.

Literatur

[1] Streng: Frequenzmodulierte Hörrundfunksender (UKW). radio und fernsehen 11 (1962), H. 16, S. 494–498

Technische Daten

Frequenzbereich:	87,5···108 MHz
Frequenzsteuerung:	durchstimmbarer Hartley-Oszillator mit Modulationsdiode automatische Nachstimmeinrichtung mit Kapazitätsdiode und Kontrollquarzen
Frequenzkonstanz:	± 1000 Hz Abweichung der Mittenfrequenz
HF-Ausgangsleistung:	2 × 500 W Nennleistung Typ 1525.7 3 kW Nennleistung Typ 1525.8 10 kW Nennleistung Typ 1525.10
Oberwellenleistung:	< 1 mW
Nebenwellenleistung:	< 1 µW
Ausgangswiderstand:	60 Ω erdunsymmetrisch
Frequenzhub:	± 75 kHz für m = 1
NF-Eingangspegel:	+ 6 dB
NF-Eingangswiderstand:	600 Ω symmetrisch 75 Ω unsymmetrisch für Stereo
Niederfrequenzbereich:	30···15 000 Hz
Voranhebung:	50 µs abschaltbar
Amplitudenfrequenzgang:	< 1 dB im Bereich 30···15 000 Hz bezogen auf 1000 Hz bei abgeschalteter Voranhebung
Klirrfaktor:	< 1% im Bereich 30···15 000 Hz bei m = 1
Fremdspannungsabstand:	> 60 dB
Geräuschspannungsabstand:	> 65 dB
synchrone Amplitudenmodulation:	> 40 dB
für Stereobetrieb Niederfrequenzbereich:	30 Hz···53 kHz
Amplitudenfrequenzgang:	< 0,5 dB im Bereich 30 Hz···53 kHz
Phasenfrequenzgang:	< 2° Abweichung vom linearen Phasenverlauf
Klirrfaktor:	< 0,6% im Bereich 100 Hz···15 000 Hz
Differenztonfaktor:	$d_2 \leq 0{,}6\%$ $d_3 \leq 1\%$

NEUIGKEITEN DER HALBLEITERTECHNIK

Schaltdioden BAY 41, BAY 42 und BAY 43

Im Verlauf der technischen Weiterentwicklung sind bei der Firma Siemens und Halske Dioden in Epitaxial-Planartechnik entstanden, die als hochsperrende Schalter für den Nanosekundenbereich einsetzbar sind. Besonders geeignet erscheinen sie für Modulator- und Diskriminatorschaltungen bis zu Frequenzen des Fernsehbandes IV/V. Aber auch in Brückenschaltungen sind sie wegen der bei der Planartechnik außerordentlich engen Fertigungstoleranzen paarweise anwendbar.

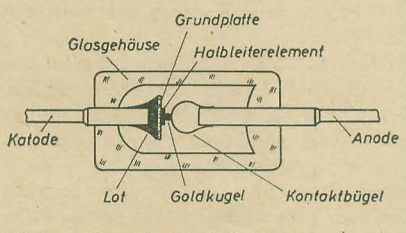


Bild 1: Aufbau der Schaltdiode

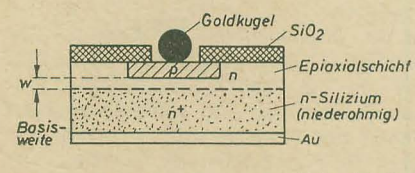


Bild 2: Halbleiterelement in Epitaxial-Planar-Technik

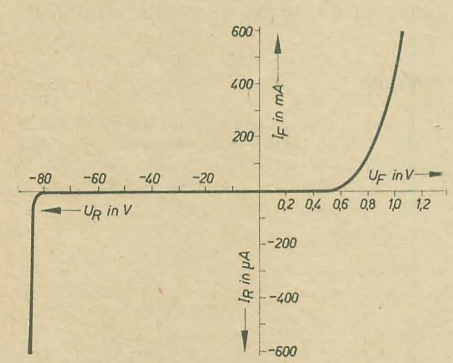


Bild 3: Statische Kennlinie der BAY 42

Den prinzipiellen Aufbau der Diode zeigt Bild 1. In ein Miniaturglasgehäuse von 7 mm Länge und 2,8 mm Durchmesser ist das Halbleiterelement eingeschmolzen. Mit seiner n-dotierten Seite ist es auf einer Grundplatte aufgebracht, die mit dem Anschlußdraht der Katode verlötet ist. Von der p-dotierten Seite führt der Stromweg über eine Goldkugel zu einem Kontaktbügel, der mit dem Anodenanschluß verbunden ist.

Bild 2 zeigt in einem Aufbauschema das Halbleitersystem der Schaltdiode. Auf einer hochdotierten und damit niederohmigen Siliziumunterlage wird zunächst aus der Gasphase eine hochohmige epitaxiale n-Schicht und anschließend eine p-Schicht aufgebracht. Durch die Abdekkung mit Silizium-Dioxid ist der Kristall unempfindlich gegen äußere Einflüsse.

Die Anwendung der Epitaxialtechnik gewährleistet eine genaue Kontrolle der Basisweite w auch bei der Massenfertigung.

In Durchlaßrichtung (I. Quadrant, Bild 3) zeigt die Diode bei $U_F = 1$ V einen Durchlaßwiderstand von nur 2,2 Ω, während der Sperrwiderstand bei $U_R = 40$ V etwa $2{,}3 \times 10^9$ Ω beträgt.

Von besonderem Interesse ist bei diesem Bauelement die Schaltzeit. Zur Prüfung wird die Diode mit einem Flußstrom

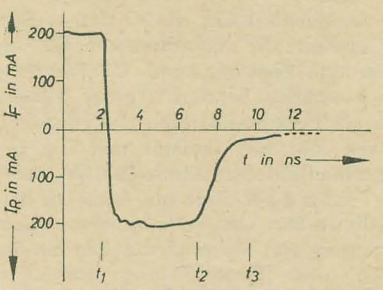


Bild 4: Schaltzeitkurve der BAY 42

$I_F = 200$ mA belastet und durch einen gleichgroßen Impuls in Sperrichtung umgeschaltet. Die verschiedenen Abschnitte bei der Umschaltung lassen sich aus Bild 4 entnehmen. Danach beträgt die Speicherzeit t_s ($t_1 \cdots t_2$) etwa 5 ns und die Übergangszeit t_t ($t_2 \cdots t_3$) etwa 3 ns. Aus der Gleichung

$$t = 1{,}45 \cdot t_{s0} \cdot \ln (1 + \alpha)$$

mit $\alpha = \frac{I_F}{I_R}$; $t_{s0} = t_s$ bei $\alpha = 1$

läßt sich die Schaltzeit ermitteln.

Durch ihre außerordentlich günstigen Eigenschaften im Nanosekundenbereich wird diese Schaltdiode vielseitige Anwendungen finden.

Einige Kenndaten der Dioden

			BAY 41	BAY 42	BAY 43
Sperrstrom	I_R	in nA	≦ 50	≦ 50	≦ 50
bei Spannung	U_R	in V	20	30	40
Durchlaßspannung bei $I_F = 200$ mA	U_F	in V	≦ 1	≦ 1	≦ 1
Kapazität	C_o			≦ 5 pF	
Schaltzeit				≦ 15 ns	

-er

Aus Siemens – Zeitschrift 1965, H. 4, S. 364–366

Si-Feldeffekttransistoren mit großer Steilheit

Ein von der amerikanischen Raytheon Co. entwickelter Silizium-Feldeffekttransistor besitzt eine Steilheit, die 1000 mA je Volt übersteigt. Seine Leistung beträgt 5 W bei einer Verstärkung von 150 dB. Der Transistor ist in einem TO 5-Gehäuse untergebracht. Er besitzt einen Leerlaufeingangswiderstand von größer als 10^{15} Ω. Infolgedessen können diese Transistoren in der Meßtechnik auch dort eingesetzt werden, wo früher Elektrometerröhren verwendet wurden. Durch die außerordentlich große Empfindlichkeit dieser Feldeffekttransistoren können sie auch in Geräten verwendet werden, in denen sehr kleine Signale verstärkt werden müssen. Es wurden Rauschfaktoren kleiner gleich 2 dB bei einer Frequenz von 1 kHz und einem Quellenwiderstand von 1 MΩ erreicht. Zur Demonstration der Güte des Feldeffekttransistors wurde ein NF-Verstärker aufgebaut, der als einziges aktives Element einen Feldeffekttransistor enthielt. Dieser Verstärker, zwischen einem Tonabnehmer und einem Lautsprecher geschaltet, lieferte bei einem Klirrfaktor von kleiner 5% und einem Wirkungsgrad von etwa 33% eine Ausgangsleistung von 1 W. Die Leistungsverstärkung betrug hierbei 70 dB.

Leistungs-Varaktordioden

Die Silizium-Varaktordioden H 4 A der Amperex Electronic Corp. besitzen eine hohe Grenzfrequenz (60 GHz), eine hohe Durchbruchspannung (175 V) sowie einen kleinen Verlustwiderstand. In einer Frequenzverdreifacherschaltung wurde mit ihnen bei einer Frequenz von 150 MHz an einem Lastwiderstand von 50 Ω eine Leistung von 125 W erreicht. Der Wirkungsgrad betrug hierbei 60%. Bei 450 MHz läßt sich mit einem Wirkungsgrad von 50% eine Ausgangsleistung von 13 W erreichen.

Hochspannungszenerdioden

Zenerdioden für eine Spannung von 250 V und eine Leistung von 8 W werden von der Solitron Divices Inc. hergestellt. Ihr Temperaturkoeffizient beträgt in den Bereichen 0 bis 25 °C und 25 bis 75 °C gleich $3 \cdot 10^{-6}$. Diese Halbleiterdioden können für hoch stabilisierte Spannungsquellen sowie für Eichzwecke verwendet werden.

Loßack

Nach Electronics 1964, Heft 31

Gemeinsamer Kühlblock für Transistorpaare

Zur Abführung der Verlustwärme, die ja bei Transistoren immer ein Problem bildet, entwickelte Valvo einen gemeinsamen Kühlblock, in den die beiden Transistoren eines „Paares" (Gegentaktendstufe) ge-

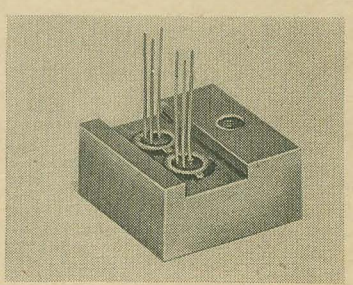


Bild 5: Kühlblock für Transistorpaare

steckt werden. Es ergibt sich so eine enge thermische Kopplung zwischen den beiden Transistoren. Im Bild sind es zwei Silizium-npn-Planartransistoren vom Typ BCY 55.

Streng

Meßfehler bei Spannungs- und Dämpfungsmessungen infolge Fehlanpassung der Meßspannungsquelle und des Spannungsmessers im UHF-Gebiet

Teil 1

R. BARKOWSKY

Mitteilung aus dem VEB Meßelektronik Berlin

Einleitung

Der folgende Beitrag soll dem Meßpraktiker Abschätzungsformeln vermitteln, mit deren Hilfe er bei bekannten Anpassungsfaktoren der Meßspannungsquelle und des Spannungsmessers die Fehlergrenzen bei Spannungs- und Dämpfungsmessungen ermitteln kann, innerhalb deren der zusätzliche Meßfehler infolge der Fehlanpassung liegt. Es kann natürlich bei allen bekannten Parametern der Meßeinrichtung, bei bekanntem komplexen Innenwiderstand der Meßspannungsquelle, dem komplexen Eingangswiderstand des Spannungsmessers und bei bekannter elektrischer Länge des Verbindungskabels, der zusätzliche Meßfehler genau errechnet werden. Die Ausmessung aller Parameter ist aber umständlich und zeitraubend. Da sich die Größen meist in Abhängigkeit von der Frequenz ändern, wird der Aufwand, der für die genaue Fehlerberechnung notwendig ist, bei Frequenzgangmessungen so hoch, daß der Nutzen in keinem Verhältnis zum Aufwand steht. Mit Hilfe von Abschätzungsformeln kann man aber bei bekannten Anpassungsfaktoren leicht kontrollieren, ob der max. mögliche Meßfehler innerhalb vorgegebener Grenzen liegt. Diese Fehlergrenzen sind durch die max. Fehler gegeben. Der errechnete max. Fehler tritt nur beim Zusammentreffen bestimmter Parameter der Meßeinrichtung auf. Die Wahrscheinlichkeit für das Zusammentreffen dieser Parameter und damit auch für das Auftreten der max. Meßfehler ist sehr gering. Bei Messungen, insbesondere bei Frequenzgangmessungen, muß aber damit gerechnet werden, daß der auftretende Fehler dem errechneten Grenzwert nahe kommt.

Festlegung des zu messenden Spannungswertes bei fehlangepaßter Meßspannungsquelle

Infolge der nicht zu vernachlässigenden Spannungsverteilung auf der Verbindungsleitung zwischen Meßspannungsquelle und Spannungsmesser ist es erforderlich, einen Spannungswert als Meßwert festzulegen. Bei angepaßter Meßspannungsquelle wird öfter die halbe Leerlaufspannung angegeben. Das ist die Spannung, die die Meßspannungsquelle an den ihr angepaßten Spannungsmesser abgibt. Bei fehlangepaßter Meßspannungsquelle ist aber diese Angabe unzweckmäßig, weil allein aus Leerlaufspannung und Anpassungsfaktor der Meßspannungsquelle nicht die Spannung errechnet werden kann, die die Meßspannungsquelle an Z abgibt. Aus diesem Grunde wird im folgenden als Meßspannung die Spannung bezeichnet, die von

Verwendete Bezeichnungen

U_o	≙ Betrag der Leerlaufspannung
U_{anz}	≙ Betrag der vom Spannungsmesser angezeigten Spannung
U_{on}	≙ Betrag der Leerlaufspannung der Normalspannungsquelle
$\mathfrak{R}_i = R_i + jX_i$	≙ komplexer Innenwiderstand der Meßspannungsquelle
$\mathfrak{R}_a = R_a + jX_a$	≙ komplexer Eingangswiderstand des Spannungsmessers
Z	≙ Wellenwiderstand der Meßeinrichtung
U_z	≙ Betrag der Spannung an Z, Bezugsspannung
$m_i\ (\leqq 1)$	≙ Anpassungsfaktor der Meßspannungsquelle
$m_a\ (\leqq 1)$	≙ Anpassungsfaktor des Spannungsmessers
$m_1\ (\leqq 1)$	≙ Anpassungsfaktor des Vierpoleingangs bei Abschluß des Ausgangs mit Z
$m_2\ (\leqq 1)$	≙ Anpassungsfaktor des Vierpolausgangs bei Abschluß des Eingangs mit Z

der Meßspannungsquelle, ob an die Meßeinrichtung angepaßt oder fehlangepaßt, an den Wellenwiderstand Z abgegeben wird. Alle Meßfehler beziehen sich auf diesen Spannungswert.

Bei allen folgenden Berechnungen wird vorausgesetzt, daß die an die Meßeinrichtung angepaßten Verbindungsleitungen den Wellenwiderstand Z haben, homogen sind und ihre Längen so klein sind, daß ihre Verluste vernachlässigt werden können.

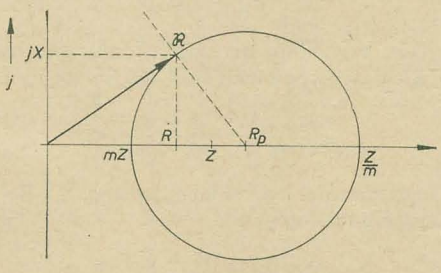


Bild 1: Komplexer Widerstand auf dem m-Kreis

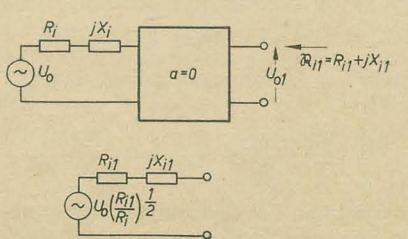


Bild 2: Spannungsquelle mit Reaktanzvierpol und zugehöriges Ersatzschaltbild

Berechnungen, die für die folgenden Fehlerermittlungen benötigt werden

Jeder komplexe Widerstand $\mathfrak{R} = R + jX$ läßt sich als Funktion von R und dem Anpassungsfaktor m bezogen auf einen Z-Wert angeben. Der Blindanteil X kann aus der Kreisgleichung des m-Kreises berechnet werden (Bild 1). Es ergibt sich dann folgender Ausdruck:

$$\mathfrak{R} = R + jX = R\left\{1 + j\left[\left(m + \frac{1}{m}\right)\frac{Z}{R} - \frac{Z^2}{R^2} - 1\right]^{\frac{1}{2}}\right\} \quad (1)$$

$$mZ \leqq R \leqq Z/m$$

Wird diese Reihenschaltung in eine Parallelschaltung mit gleichem Widerstand $\mathfrak{R}$ umgewandelt, so wird der Wirkparallelwiderstand

$$R_p = Z\left(m + \frac{1}{m} - \frac{Z}{R}\right) \quad (2)$$

Eine Spannungsquelle läßt sich allgemein als Reihenschaltung einer Urspannungsquelle U_o mit dem Innenwiderstand

$$\mathfrak{R}_i = R_i \pm jX_i$$

darstellen. Wird an diese Spannungsquelle ein Reaktanzvierpol angeschlossen, so erscheint am Ausgang desselben der Innenwiderstand

$$\mathfrak{R}_{i1} = R_{i1} + jX_{i1}$$

Die Leerlaufspannung am Ausgang wird U_{o1} (Bild 2). U_{o1} errechnet sich aus der Vierpoltheorie zu

$$U_{o1} = U_o\left(\frac{Z_1}{Z_2}\right)^{\frac{1}{2}}\left(\cos^2 b + \frac{R_i^2 \sin^2 b}{Z_1^2}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3)$$

Der Realteil des Widerstandes am Ausgang des Vierpols ist

$$R_{i1} = R_i\,\frac{Z_1}{Z_2}\left(\cos^2 b + \frac{R_i^2 \sin^2 b}{Z_1^2}\right)^{-1} \quad (4)$$

Aus den Gln. (3) und (4) folgt

$$\frac{U_{o1}}{U_o} = \left(\frac{R_{i1}}{R_i}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (5)$$

Da jede verlustlose Leitung ein Reaktanzvierpol ist, gilt Gl. (5) auch bei Anschaltung einer solchen Leitung an die Meßspannungsquelle.

Meßfehler infolge Fehlanpassungen bei Spannungsmessungen

Meßfehler bei Spannungsmessungen mit dem Durchgangsmeßkopf bei Fehlanpassung der Meßspannungsquelle und bei Fehlabschluß des Durchgangsmeßkopfes

Durchgangsmeßköpfe werden bei Abschluß mit ihrem Wellenwiderstand Z geeicht. Bei angepaßtem Abschluß wird darum unabhängig vom Innenwiderstand der Meßspannungsquelle definitionsgemäß der richtige Spannungswert U_z gemessen.

Wird der bei Abschluß geeichte Durchgangsmeßkopf mit einem Widerstand, der den Anpassungsfaktor m_a hat, abgeschlossen, so kann sich ein Meßfehler ergeben. Wird vorausgesetzt, daß der Abschlußwiderstand alle Werte auf dem m_a-Kreis annehmen kann, und daß außerdem der Innenwiderstand der Meßspannungsquelle alle Werte auf dem m_i-Kreis haben darf, so kann sich ein positiver und ein negativer max. Fehler bei der Spannungsmessung ergeben. Diese max. Fehler bilden die Grenzen, innerhalb derer der Meßfehler infolge der Fehlanpassung liegen wird.

Die Bezugsspannung U_z, die Spannung, die von der Meßspannungsquelle an Z abgegeben wird, ist unabhängig von der Länge der Verbindungsleitung. Sie kann deshalb auch bei beliebiger Länge der Leitung errechnet werden.

Schaltet man an die Meßspannungsquelle eine Leitung, die solche elektrische Länge besitzt, daß der Widerstand am Ausgang der Leitung

$$\mathfrak{R}_{i1} = m_i Z = R_{i1}$$

ist, so wird nach Gl. (5)

$$U_{o1} = U_o \left(\frac{m_i Z}{R_i}\right)^{\frac{1}{2}}$$

Daraus folgt

$$U_z = U_o \left(\frac{m_i Z}{R_i}\right)^{\frac{1}{2}} \frac{1}{1 + m_i} \qquad (6)$$

Bild 3 zeigt die Spannungsquelle mit Verbindungsleitung und Ersatzschaltbild zur Ermittlung der Spannung an Z.

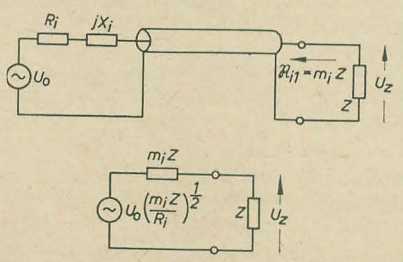


Bild 3: Spannungsquelle mit Verbindungsleitung und Ersatzschaltbild zur Ermittlung der Spannung an Z

Hat die Meßspannungsquelle den Innenwiderstand Z, und ist der Abschlußwiderstand des Durchgangsmeßkopfes ungleich Z, so wird man die max. und die min. Spannung dann messen, wenn der durch die Verbindungsleitung zwischen Abschlußwiderstand und Meßpunkt transformierte Widerstand

$$\mathfrak{R}_a' = Z/m_a$$

bzw. $\mathfrak{R}_a' = m_a Z$

ist.

Ist außerdem der Innenwiderstand der Meßspannungsquelle ungleich Z, und befindet sich zwischen dem Meßpunkt und der Meßspannungsquelle eine Leitung, so wird die max. Spannung mit $\mathfrak{R}_a' = Z/m_a$

$$U_{anz\,max} = U_o \left(\frac{R_{i1}}{R_i}\right)^{\frac{1}{2}} \frac{Z}{m_a \left| \frac{Z}{m_a} + \mathfrak{R}_{i1} \right|}$$

und die min. mit $\mathfrak{R}_a' = m_a Z$

$$U_{anz\,min} = U_o \left(\frac{R_{i1}}{R_i}\right)^{\frac{1}{2}} \frac{m_a Z}{|m_a Z + \mathfrak{R}_{i1}|}$$

Bild 4 zeigt die Meßschaltung bei der Spannungsmessung mit Durchgangskopf.

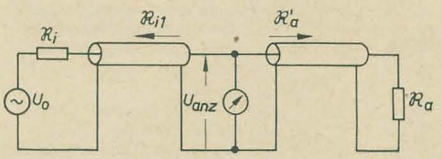


Bild 4: Meßschaltung bei der Spannungsmessung mit dem Durchgangsmeßkopf

Mit

$$\mathfrak{R}_{i1} = R_{i1}\left\{1 + j\left[\left(m_i + \frac{1}{m_i}\right)\frac{Z}{R_{i1}} - \frac{Z^2}{R_{i1}^2} - 1\right]^{\frac{1}{2}}\right\}$$

aus Gl. (1) läßt sich nun die max. und die min. Spannung in Abhängigkeit von R_{i1} angeben. Die max. Spannung wird

$$U_{anz\,max} = U_o \left(\frac{R_{i1}}{R_i}\right)^{\frac{1}{2}} \frac{Z}{m_a \left[\frac{2R_{i1}Z}{m_a} + \frac{Z^2}{m_a^2} + \left(m_i + \frac{1}{m_i}\right)ZR_{i1} - Z^2\right]^{\frac{1}{2}}}$$

R_{i1} kann alle Werte von Z/m_i bis $m_i Z$ annehmen. Den größten Wert erhält man mit

$$R_{i1} = Z/m_i$$

Das Verhältnis der max. Meßspannung zur Bezugsspannung wird mit Gl. (6)

$$\frac{U_{anz\,max}}{U_z} = \frac{1 + m_i}{m_a + m_i}$$

und das der min. Meßspannung zur Bezugsspannung mit $R_{i1} = m_i Z$

$$\frac{U_{anz\,min}}{U_z} = \frac{(1 + m_i)\, m_a}{1 + m_i \cdot m_a}$$

Der mögliche Meßfehler

$$\Delta U_{anz} = U_{anz} - U_z$$

infolge der Fehlanpassung liegt damit in den Grenzen

$$\frac{m_a - 1}{1 + m_i m_a} \leqq \frac{\Delta U_{anz}}{U_z} \leqq \frac{1 - m_a}{m_i + m_a}$$

Meßfehler bei der Spannungsmessung mit dem Leistungsmesser infolge Fehlanpassung der Meßspannungsquelle und des Leistungsmessers

Ist der Leistungsmesser an den Wellenwiderstand Z der Meßeinrichtung angepaßt, so ist die aufgenommene Leistung

$$N_z = U_z^2/Z$$

Bei Fehlanpassung der Meßspannungsquelle ist die aufgenommene Leistung des Leistungsmessers mit U_z nach Gl. (6)

$$N_z = \frac{U_o^2\, m_i}{(1 + m_i)^2\, R_i}$$

Hat der Leistungsmesser den Eingangswiderstand ungleich Z, so ist die Spannung an $\mathfrak{R}_a$

$$U_a = U_o \left(\frac{m_i Z}{R_i}\right)^{\frac{1}{2}} \left|\frac{\mathfrak{R}_a}{m_i Z + \mathfrak{R}_a}\right|$$

Die angezeigte Leistung wird

$$N_{anz} = \frac{U_a^2}{R_{ap}} = \frac{U_o^2\, m_i Z}{R_i\, R_{ap}} \left|\frac{\mathfrak{R}_a}{m_i Z + \mathfrak{R}_a}\right|^2$$

Nach Umrechnung des Parallelwiderstandes R_{ap} in den Reihenwiderstand R_a nach Gl. (2) wird das Verhältnis der gemessenen Leistung zur Bezugsleistung

$$\frac{N_{anz}}{N_z} = \frac{(1 + m_i)^2\, |\mathfrak{R}_a|^2}{\left(m_a + \frac{1}{m_a} - \frac{Z}{R_a}\right) \left| m_i Z + \mathfrak{R}_a \right|^2}$$

Setzt man für

$$\mathfrak{R}_a = R_a\left\{1 + j\left[\left(m_a + \frac{1}{m_a}\right)\frac{Z}{R_a} - \frac{Z^2}{R_a^2} - 1\right]^{\frac{1}{2}}\right\}$$

so wird

$$\frac{N_{anz}}{N_z} = \frac{(1 + m_i)^2}{m_a + \frac{1}{m_a} + 2m_i - \frac{Z}{R_a}(1 - m_i)^2}$$

Das Maximum und Minimum erhält man nun wieder mit

$$Z/R_a = m_a \quad \text{bzw.} \quad Z/R_a = 1/m_a$$

Der relative Fehler wird damit und mit

$$\Delta N_{anz} = N_{anz} - N_z$$

$$\frac{m_a (1 + m_i)^2}{(1 + m_i m_a)^2} - 1 \leqq \frac{\Delta N_{anz}}{N_z} \leqq \frac{m_a (1 + m_i)^2}{(m_i + m_a)^2} - 1$$

Höhere Meßgenauigkeiten erzielt man, wenn man den durch die Fehlanpassung des Leistungsmessers verursachten Leistungsverlust berücksichtigt. Hat der Leistungsmesser bei der Meßfrequenz den Anpassungsfaktor m_a und wird die Leistung einer Meßspannungsquelle, deren Innenwiderstand gleich Z ist, gemessen, so ist das Verhältnis der Leistung N'_{anz}, die der Leistungsmesser anzeigen würde, wenn sein Eingangswiderstand gleich Z wäre, zur angezeigten Leistung N_{anz}

$$\frac{N_{anz}'}{N_{anz}} = \frac{m_a + \frac{1}{m_a} + 2}{4}$$

Bezeichnet man als Meßwert nun nicht

die vom Leistungsmesser angezeigte Leistung N_{anz}, sondern den aus dem bekannten Anpassungsfaktor des Leistungsmessers errechneten Leistungswert

$$N_{anz}' = N_{anz} \frac{m_a + \frac{1}{m_a} + 2}{4}$$

so verringert sich der auf diesen Wert bezogene Meßfehler. Die Fehlergrenzen ergeben sich dann zu

$$\frac{(1 + m_i)^2 (1 + m_a)^2}{4 (1 + m_i m_a)^2} - 1$$

$$\leqq \frac{\Delta N_{anz}'}{N_z} \leqq \frac{(1 + m_i)^2 (1 + m_a)^2}{4 (m_i + m_a)^2} - 1$$

Leistungsmesser werden vielfach auch für Spannungsmessungen verwendet. Die Umrechnung erfolgt aus der angezeigten Leistung zu

$$U^2 = \left(N_{anz} Z\right)^{\frac{1}{2}}$$

Bezogen auf diesen errechneten Spannungswert U_2 und mit $\Delta U_2 = U_2 - U_z$ wird der relative Spannungsfehler in den Grenzen

$$\frac{m_a^{\frac{1}{2}} (1 + m_i)}{1 + m_i m_a} - 1$$

$$\leqq \frac{\Delta U_2}{U_z} \leqq \frac{m_a^{\frac{1}{2}} (1 + m_i)}{m_i + m_a} - 1$$

liegen.

Berücksichtigt man wieder den durch den Anpassungsfaktor m_a des Leistungsmessers hervorgerufenen Leistungsverlust an seinem Eingangswiderstand, und bezeichnet man nicht die errechnete Spannung U_2, sondern

$$U_2' = U_2 \frac{\left(m_a + \frac{1}{m_a} + 2\right)^{\frac{1}{2}}}{2}$$

als Bezugswert, so wird damit der relative Fehler

$$\frac{(1 + m_i)(1 + m_a)}{2 (1 + m_i m_a)} - 1$$

$$\leqq \frac{\Delta U_2'}{U_z} \leqq \frac{(1 + m_i)(1 + m_a)}{2 (m_i + m_a)} - 1$$

f_T-Messungen an Transistoren

Dipl.-Phys. U. TARNICK

Einige Frequenzdefinitionen

Die Angabe von Grenzfrequenzen ist eines der wichtigsten Kennzeichen für das Frequenzverhalten eines Bauelementes. Beim Transistor haben sich mehrere unterschiedlich definierte Grenzfrequenzen eingebürgert.

Über den Wert der einzelnen Grenzfrequenzangaben in physikalisch-technologischer, meßtechnischer und applikativer Hinsicht gibt es unterschiedliche Meinungen. In der letzten Zeit hat sich jedoch international die f_T-Grenzfrequenz (transition frequency) durchgesetzt, die meßtechnisch außerordentliche Vorteile bietet. Zu den anderen Grenzfrequenzen lassen sich experimentelle Beziehungen ermitteln, die auch theoretisch begründet sind [1].

Der HFO-Transistor-Katalog, Ausgabe 1965, enthält sowohl für die NF-Transistoren GC 115/123 als auch für die Leistungstransistoren GD 100/180 abweichend von früheren Katalogen die Angaben der Übergangsfrequenzen.

Der Vollständigkeit und Übersicht halber seien hier noch einmal die wichtigsten Grenzfrequenzen und ihre Definitionen zusammengestellt. Zur Illustration dient Bild 1.

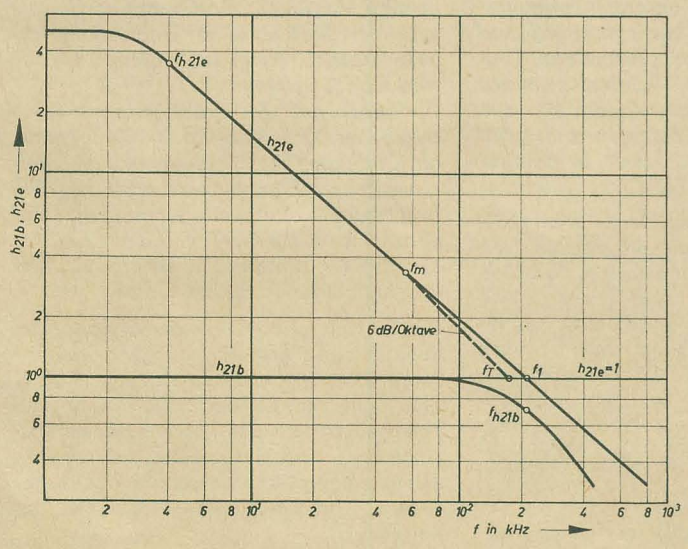


Bild 1: Zur Definition der Grenzfrequenzen f_{h21b}, f_{h21e} und f_T

Frequenz f_{h21b}

Die Grenzfrequenz der Kurzschlußstromverstärkung in Basisschaltung, h_{21b}, ist diejenige Frequenz f_{h21b}, bei der h_{21b} auf den 0,7fachen Betrag der Stromverstärkung bei niedrigen Frequenzen abgesunken ist. Über die Messung dieser Frequenz ist bereits berichtet worden [2].

Frequenz f_{h21e}

Aus dem Verlauf der Kurzschlußstromverstärkung in Emitterschaltung, h_{21e}, lassen sich mehrere Grenzfrequenzen definieren. Analog zu f_{h21b} ist f_{h21e} diejenige Frequenz, bei der h_{21e} auf den 0,7fachen Wert der Stromverstärkung bei niedrigen Frequenzen abgesunken ist.

Frequenz f_1

Die Frequenz f_1 ist diejenige Frequenz, bei der h_{21e} auf den Wert 1 abgesunken ist, d. h., bei der Basis- und Kollektorstrom den gleichen Betrag haben.

Frequenz f_T

Die Frequenz f_T ist diejenige Frequenz, bei der die Gerade $h_{21e} = 1$ von der Geraden abgeschnitten wird, die unter einer Neigung von 45° durch einen Punkt auf dem geradlinigen Teil der h_{21e}-Kurve läuft (gestrichelte Linie im Bild 1). Der Schnittpunkt auf dem geradlinigen Teil der h_{21e}-Kurve wird durch beliebige Wahl der Meßfrequenz f_m festgelegt.

Es gibt zwischen den erwähnten Grenzfrequenzen einige Beziehungen, die von praktischem Interesse sind und für alle Transistoren mit nicht zu starkem Driftfeld gelten [1].

$$f_{h21b} = h_{21e} \cdot f_{h21e}$$

$$f_{h21b} = 1{,}22 \cdot f_1$$

$$f_1 = f_T \qquad (1)$$

Da bei den meisten Transistoren der geradlinige Teil der h_{21e}-Kurve mit einer Steigung von 6 dB/Oktave, d. h. im vorliegenden Maßstab unter 45° verläuft, ist der Schnittpunkt, der f_T festlegt, von der Wahl der Meßfrequenz unabhängig. Für die bei der Meßfrequenz f_m ermittelte Stromverstärkung h_{21e} gilt dann die Beziehung

$$h_{21e} \cdot f_m = f_T \qquad (2)$$

d. h., Verstärkung mal Bandbreite ist in diesem Bereich konstant.

Bei Abweichungen von der vorausgesetzten Steigung von 6 dB/Oktave im geradlinigen Verlauf der h_{21e}-Kurve oder bei Abweichungen von der Geradlinigkeit im Kurvenverlauf muß man die Meßfrequenz möglichst in die Nähe von f_1 legen. Auf diese Weise läßt sich Gl. (1) beliebig genau einhalten.

f_T-Messung

Gl. (2) enthält eine sehr einfache Meßvorschrift für f_T. Man mißt die Kurzschlußstromverstärkung h_{21e} bei einer

festen Meßfrequenz f_m, die im 6-dB-Bereich der h_{21e}-Kurve liegt, wobei das Anzeigeinstrument wegen der Konstanz von f_m unmittelbar in Hz geeicht werden kann.

Im HFO sind mehrere Typen von f_T-Meßgeräten im Einsatz, die alle nach dem im Bild 2 dargestellten Prinzip arbeiten.

Der frequenz- und amplitudenstabilisierte Generator G erzeugt die Meßfrequenz. Die Basiseinströmung in den Prüfling wird durch den Vorwiderstand R_V bestimmt. Am Meßwiderstand R_a ($\approx 50\ \Omega$)

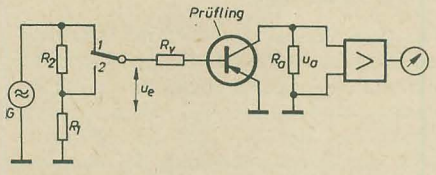


Bild 2: Prinzipschaltbild eines f_T-Meßgerätes

wird die abfallende Wechselspannung u_a mit Hilfe eines selektiven Verstärkers gemessen. Dann ist

$$h_{21e} = \frac{u_a R_V}{R_a u_e} = \frac{R_V u_a}{R_a u_e}$$

Zur Festlegung der Eingangsspannung u_e ist eine Eichung notwendig. Anstelle des Prüflings wird zwischen Basis- und Kollektorbuchse ein Kondensator aufgesteckt, der dem Scheineingangswiderstand des Transistors entspricht und den Fall $h_{21e} = 1$ nachbildet. Dadurch, daß der Scheineingangswiderstand ebenfalls nachgebildet wird, fließt durch R_V der gleiche Strom wie im Falle eines Prüflings. Das Ausgangsinstrument muß jetzt wegen $h_{21e} = 1$ nach Gl. (2) in jedem Meßbereich die Grenzfrequenz f_m anzeigen. Durch diese Forderung wird u_e festgelegt.

In Schalterstellung 2 hat das Gerät den Meßbereich f_2, auf dem die Frequenz f_m gut ablesbar ist. In diesem Meßbereich wird die Generatorspannung so eingestellt, daß das Ausgangsinstrument f_m anzeigt.

Das Spannungsteilerverhältnis

$$K = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{f_2}{f_m}$$

bewirkt, daß das Ausgangsinstrument in Schalterstellung 1 voll ausschlägt, wenn die Skala linear bzw. richtig aufgetragen ist. Auf diese Weise etwa läßt sich die Anzeige des Gerätes an zwei verschiedenen Punkten der Skala überprüfen.

Durch weitere Unterteilung des Spannungsteilers am Generatorausgang können mehrere Meßbereiche f_1, f_2 und f_3 vorgesehen werden.

Der Spannungsteiler kann genauso gut auch an den Eingang des selektiven Verstärkers gelegt werden, wobei allerdings für Transistoren mit hoher Grenzfrequenz die Gefahr der Übersteuerung besteht.

Schließlich kann zur Erweiterung des Meßbereichs die Generatorspannung um einen gewünschten Faktor herabgesetzt werden. Im Bild 2 ist die wechselstrommäßige Schaltung dargestellt. Die Meßgeräte besitzen außerdem eine Arbeitspunktautomatik, die bei jedem Prüfling unabhängig von dessen Stromverstärkung den gewünschten Arbeitspunkt einstellt [3].

Der Prüfling wird auch gleichstrommäßig in Emitterschaltung betrieben. Er liegt über einen (umschaltbaren) Vorwiderstand R_C an einer stabilisierten Spannung U_B. R_C ist so bemessen, daß sich bei dem gewünschten Kollektorstrom $-I_C$ von selbst die gewünschte Kollektorspannung $-U_{CE}$ einstellt.

$$U_B = I_C R_C + U_{CE}$$

Die Kollektorspannung wird mit einem stabilisierten (umschaltbaren) Sollwert verglichen. Die Abweichungen werden in einem transistorisierten Gleichspannungsverstärker verstärkt. Durch diesen Regelverstärker wird die Basiseinspeisung des Prüflings so geändert, daß sich die Spannung $-U_{CE}$ (bis auf eine vernachlässigbare bleibende Regelabweichung) auf den Sollwert einstellt.

Durch Änderung des Vorwiderstandes R_C und der Vergleichsspannung läßt sich der Arbeitspunkt in einem bestimmten Bereich variieren.

Die Tabelle gibt eine Übersicht über einige im Einsatz befindliche f_T-Meßgeräte.

Meßfrequenz	Meßbereiche			Arbeitspunkt	
fm	f_1	f_2	f_3	$-I_C$	$-U_{CE}$
in MHz	in MHz	in MHz	in MHz	in mA	in V
0,2	0,5	1		50···1000	0···15
0,5	1	2	5	1···100	1···10
3	10	20		0,5···2,5	0,5···12
15	100	200		0,5···2,5	0,5···12

Literatur

[1] Paul, R.: Transistoren. VEB Verlag Technik, 1964

[2] Tarnick, U., und Denda, W.: Grenzfrequenzmessungen an Transistoren. radio und fernsehen 11 (1962), H. 7, S. 206 u. 207

[3] Denda, W.: Probleme der Arbeitspunkteinstellung an Transistormeßgeräten. radio und fernsehen 11 (1962), H. 13, S. 410–412

Zum Titelbild

Sag mir, wo die Sterne sind

Die Ära der jugendlichen Glatzköpfe war längst passé und der Beatle-Boom im DDR-Maßstab nur eine humoristische Möglichkeit: Es geschah anno 1963, auf der Leipziger Herbstmesse, daß der VEB Stern-Radio Berlin unserer hoffnungsfrohen Jugend (und nicht nur ihr) zwei prächtige Kofferheulen präsentierte. „Vagant" und „Stern 64" würden also den akustischen Hintergrund liefern für das, was auf und in den Köpfen vor sich geht! Moderne, ausgezeichnete Empfänger, einer sogar mit UKW-Teil . . .

Heute, Mitte 1965, markieren weder 64-Sterne noch Vaganten die fernste Perspektive unseres Inlandmarktes. Freilich, der Export: Devisen sind wichtig. Und gräbt man tiefer, so findet eine permanente Schuldverschiebung statt zwischen Geräteindustrie und Bauelementeindustrie. Und schließlich wandert der volltransistorisierte Schwarze Peter stets heim in sein Lieblingsdomizil: ins Halbleiterwerk Frankfurt/Oder. Ob er dort freilich wirklich immer zu Hause ist . . .?

Doch immer wieder gibt es lästige Aufrührer unter den Konsumenten, die kritisieren, fragen und bohren und das Versprochene auch wirklich kriegen wollen. In der Garantiewerkstatt in Berlin-Weißensee, so flüstert es, hat man sogar richtige Vaganten zur Reparatur bekommen! Pst! Bloß einzelne! Und schon Marlene Dietrich sang so treffend: „Wann wird man je verstehn . . ."

Übrigens: Auf der Frühjahrsmesse 1965 zeigte der VEB Stern-Radio Berlin unserer inzwischen leicht angebeatelten, hoffnungsfrohen Jugend (und nicht nur ihr) zwei ganz neue Kofferempfänger, modern, einer mit UKW-Teil. Sie werden den akustischen Hintergrund liefern . . . Aber das hatten wir ja schon. Oder?

Wir kennen also einige der Gründe und auch einige Perspektiven. Aber wir wissen nicht, ob es auf die Dauer hinreicht, dem Binnenhandel der DDR Gründe und Perspektiven anstelle von modernen Koffergeräten anzubieten. Die herrschende Außentemperatur brachte uns auf dieses Thema – und auf diese Art, es zu behandeln.

Eisenlose A-Endstufe mit Transistoren ohne Gegentaktansteuerung

E. BOTTKE

Eine A-Endstufe nimmt im Gegensatz zur B-Endstufe unabhängig von der Aussteuerung stets nahezu den gleichen Strom auf. Dies ist für den netzbetriebenen Rundfunk- und Fernsehempfänger der Zukunft, sofern nicht allzu hohe Ansprüche hinsichtlich der Ausgangsleistung und Klangqualität gestellt werden, von großer ökonomischer Bedeutung, da der Stromversorgungsteil sehr einfach wird [1]. Da Transistorschaltungen mit niedrigen Spannungen und hohen Strömen arbeiten, wird die günstigste Anpassungsimpedanz des Lautsprechers kleiner als bei Röhrenschaltungen. Es liegt daher nahe, auf den Ausgangstransformator, in dem Verluste von etwa 20% auftreten und dessen Streuinduktivität oft stört, zu verzichten.

Bei sehr kleinen Ausgangsleistungen ist es durchaus möglich, den entsprechend

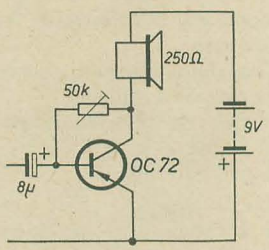


Bild 1: Einfache eisenlose Endstufe nach Ebbinge

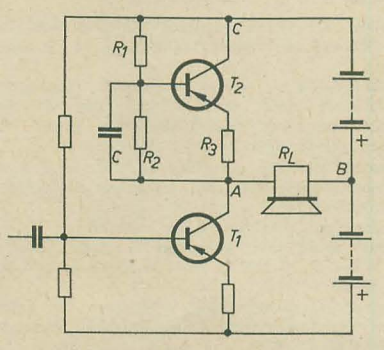


Bild 2: Prinzipschaltung einer eisenlosen A-Endstufe, bei der der über den Lautsprecher fließende Gleichstrom kompensiert wird

hochohmig ausgeführten Lautsprecher in den Kollektorkreis der Endstufe zu legen (Bild 1) [2]. Bei größeren Sprechleistungen kann diese Schaltung nicht angewendet werden, weil die Sprechspule durch den Kollektorgleichstrom thermisch zu stark belastet und einseitig aus der Ruhelage gebracht würde. Wenn ein Endstufentransistor einschließlich der drei Widerstände zur Einstellung des Arbeitspunktes und eines Kondensators nicht teurer würde als der Ausgangstransformator – und das ist im internationalen Maßstab heute nahezu der Fall – wäre die Schaltung nach Bild 2 ökonomisch durchaus zu vertreten. Bei ihr ist nur der Transistor T_1 wechselstrommäßig in Aktion. T_2 dient lediglich dazu, den über den Lastwiderstand fließenden Kollektorgleichstrom zu kompensieren. Der Kondensator C verhindert, daß T_2 über R_1 von der zwischen den Punkten A und B

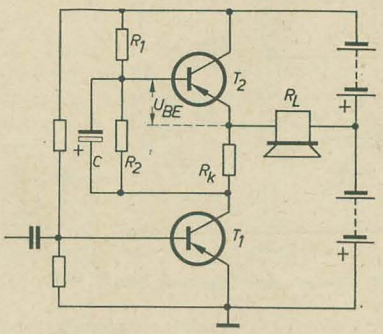


Bild 3: Prinzipschaltung einer eisenlosen A-Endstufe, bei der der zweite Transistor über den Widerstand R_k gegenphasig mitgesteuert wird

bzw. A und C stehenden Ausgangswechselspannung gleichphasig mitgesteuert wird.

Fügt man in die Kollektorleitung von T_1 einen kleinen ohmschen Widerstand R_k ein, so wie es Bild 3 zeigt, wird die Basis-Emitterstrecke des Transistors T_2 gegenphasig zur Eingangsspannung von T_1 mitgesteuert. Wir kommen so zur eisenlosen Endstufe ohne Gegentaktansteuerung, die auch in der Röhrenschaltungstechnik bekannt ist [3] [4]. Beide Transistoren tragen zur Ausgangsleistung bei.

Sieht man davon ab, daß die aus dem Widerstand R_k und dem Eingangswiderstand (R_e) des Transistors T_2 bestehende Parallelschaltung einen gewissen Prozentsatz der Ausgangsleistung von T_1 verbraucht, so kann man zur überschlägigen Berechnung der Schaltung die bekannten Formeln, die für die eisenlose Endstufe mit Gegentaktansteuerung (single-ended-push-pull-Stufe) gelten, benutzen [4]. Da die hier behandelte Endstufe lediglich die Eintakt-A-Endstufe mit Ausgangstransformator ersetzen soll, sind in der Tabelle 1 die wichtigsten Berechnungsformeln beider Schaltungen gegenübergestellt. Bei genaueren Berechnungen wäre die Restspannung der Transistoren, die bei der Aussteuerung bis zum Kollektorscheitelstrom I_C (Spalte 5 der Tabelle 1) auftritt, zu berücksichtigen [4].

Eine einfache Überlegung zeigt, daß die z. Z. üblichen Sprechspulenwiderstände bei der eisenlosen Endstufenschaltung zu niedrigen Batteriespannungen und hohen Ruheströmen führen. Das ist ungünstig [6]. Geht man von den durch die IEC empfohlenen Lautsprecherimpedanzen der hier in Betracht kommenden Größenordnung und von einer erforderlichen Ausgangsleistung von 4 W aus, so ergeben sich die in der Tabelle 2 zusammengestellten Betriebswerte. Für diesen speziellen Fall wäre wohl eine Lautsprecherimpedanz von 15 Ω wünschenswert. Eine max. Kollektorspannung der Transistoren von 25 V würde dann ausreichen, und der erforderliche Ruhestrom

Tabelle 2: Betriebswerte von U_0 und I_0 bei einer geforderten Ausgangsleistung von 4 W für einige, empfohlene Lautsprecherimpedanzen

$P_\sim = 4\,W \qquad P_{01} = 4\,W$

$U_0 = \sqrt{8 \cdot R_L \cdot P_\sim} = 5{,}65\sqrt{R_L}$

R_L in Ω	U_0 in V	I_0 in A
8	16	0,5
15	~ 22	0,36
25	~ 39	0,205

Tabelle 1: Formeln zur überschlägigen Berechnung von Endstufen

	Eintakt-A-Endstufe mit Trafo	Eisenlose Endstufe
1	$P_0 = U_0 \cdot I_0$	$P_0 = U_0 \cdot I_0$ $P_{01} = 0{,}5\,U_0 \cdot I_0$
2	$R_{L\,opt} \approx \frac{U_0}{I_0}$ [5]	$R_{L\,opt} \approx \frac{0{,}5\,U_0}{2\,I_0} = \frac{1}{4} \cdot \frac{U_0}{I_0} = \frac{U_0^2}{8\,P_\sim}$ [4]
3	$U_{CE\,max} \geqq 2\,U_0$	$U_{CE\,max} \geqq U_0$
4	$P_\sim \approx 0{,}5\,U_0 \cdot I_0$	
5	$I_C = 2 \cdot I_0$	

P_0 ≙ Gesamtverlustleistung, P_{01} ≙ Verlustleistung eines Transistors, U_0 ≙ Batteriespannung, I_0 ≙ Ruhestrom, $R_{L\,opt}$ ≙ opt. Lastwiderstand für symmetrische Aussteuerung und max. Ausgangsleistung bei gegebener Verlustleistung [5], $U_{CE\,max}$ ≙ max. zul. Kollektorspannung (je Transistor), I_C ≙ max. in der Schaltung auftretender Kollektorscheitelstrom

von 0,36 A könnte noch mit ziemlich einfachen Mitteln geglättet werden. Günstig in bezug auf nichtlineare Verzerrungen wäre ferner, daß der Kollektorstrom den Scheitelwert von 0,72 A nicht überschreitet.

Der Amateur, der von einem vorhandenen Lautsprecher oder vielleicht der Reihenschaltung von zwei Lautsprechersystemen ausgehen kann, wird ebenfalls U_0 überschlägig für die gewünschte Ausgangsleistung berechnen und I_0 am aufgebauten Gerät so justieren, daß bei Vollaussteuerung die Begrenzung der Ausgangsspannung symmetrisch auftritt. Wie bei allen A-Endstufen ist es auch hier vorteilhaft, die Kühlbleche für die beiden Transistoren etwas größer als notwendig zu wählen [6].

Es bleibt noch die Frage offen, wie R_k zu dimensionieren ist. Bei Vollaussteuerung von T_1 wird der Ruhestrom I_0 zwischen 0 und $2 \cdot I_0$ also um $\pm I_0$ verändert. Der ebenso große Ruhestrom von T_2 soll gegenläufig dazu um den gleichen Betrag verändert werden. Lineare Verhältnisse vorausgesetzt, muß dazu die Ruhespannung U_{BE} zwischen Basis und Emitter von T_2 um $\pm U_{BE}$ variiert werden (Bild 4). An der Parallelschaltung aus R_k und dem Eingangswiderstand (R_e) von T_2 muß also die Spannung U_{BE} abfallen. Vernachlässigt man R_E, und das ist in erster Näherung zulässig, wird:

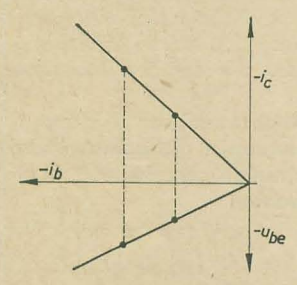


Bild 4: Idealisierte Kennlinienfelder eines Transistors

$$R_k \approx \frac{U_{BE}}{I_0} \qquad (R_k \text{ nach Bild 3})$$

U_{BE} kann den Kennlinienfeldern entnommen werden. Der Einfluß des über R_e fließenden Steuerstromes wäre bei einer Großsignalstromverstärkung (T_2) mit einem Zuschlag von B = 20 mit 5%, von B = 50 mit 2% usw. zu berücksichtigen. Da die $i_b = f\,(u_{be})$-Kennlinie in Wirklichkeit gekrümmt verläuft, ist es zweckmäßig, sie durch die Einfügung eines zusätzlichen Emitterwiderstandes R_3 zusätzlich zu linearisieren (Bild 5). R_k ist dann um den Betrag von R_3 zu erhöhen. Damit ist aber ein Verlust an Ausgangsleistung verbunden. Diesem durch das Einfügen von R_3 bedingten Nachteil, steht als Vorteil gegenüber, daß die Auswirkungen von Exemplarstreuungen des Transistors T_2 und von R_k herabgesetzt werden. Das wäre besonders beim industriellen Einsatz der Schaltung wichtig. Ferner wird dadurch die Arbeitspunktverlagerung infolge der Gleichrichterwirkung an der nichtlinearen Basis-Emitterkennlinie, die insbesondere beim Durchmessen der Schaltung mit Sinustönen auftritt, gemildert. Bei Aussteuerung mit „Programm" tritt dieser Effekt weniger stark in Erscheinung.

Wie aus dem Erwähnten hervorgeht, wird

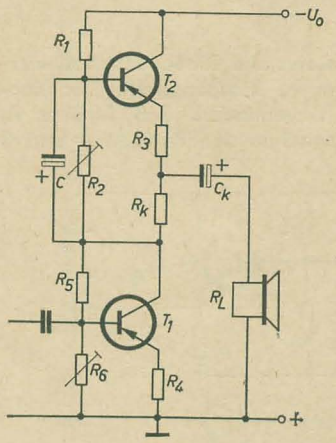


Bild 5: Variante der Schaltung Bild 3

offensichtlich T_2 „spannungsgesteuert" betrieben. Es wurde bereits früher darauf hingewiesen, daß das hinsichtlich der Grenzfrequenz günstig ist [6]. Vorteilhafterweise wird man auch T_1 aus einer Spannungsquelle, d. h. aus einer Kollektorvorstufe, ansteuern. In gewissem Maße werden dann auch Nichtlinearitäten, die in T_1 entstehen, durch T_2 kompensiert.

Da alle im Emitterkreis liegenden Widerstände Leistung verbrauchen und zusätzliche Stabilisierungswiderstände mit sehr großen Kondensatoren überbrückt werden müßten [6], wird man sie möglichst klein halten. Der Temperaturstabilisierung ist dann einige Aufmerksamkeit zu widmen. Es sei hier vorgeschlagen, R_1 und R_5 sowie R_3, R_k und R_4 als Kupferwiderstände (Temperaturbeiwert $\approx 4 \cdot 10^{-3}$/grd) auszubilden. Trotz der sehr kleinen Widerstandswerte sind dann R_3, R_k und R_4 bifilar zu wickeln, weil ihr induktiver Widerstand, der mit β multipliziert im Basiskreis erscheint, sonst den Frequenzgang der Schaltung bei hohen Frequenzen nachteilig beeinflußt. Dies ist experimentell und rechnerisch leicht zu bestätigen.

Es ist selbstverständlich auch möglich, R_1 und R_5 justierbar auszuführen und in der üblichen Weise R_2 und R_6 durch Parallelschalten von NTC-Widerständen einen negativen Temperaturbeiwert zu verleihen.

Daß der Lastwiderstand im Bild 5 über C_k angelegt wird, ist für die Wirkung der Schaltung bedeutungslos. Das Netzgerät braucht dann nur eine Spannung zu liefern.

Da T_1 über R_5 spannungsgegengekoppelt ist und so u. U. als niederohmiger Generator wirkt, kann es zweckmäßig sein, dem Lautsprecher ein RC-Glied (Boucherot-Schaltung) parallelzuschalten, um den Impedanzanstieg bei hohen Frequenzen einzuebnen. Es besteht sonst die Gefahr, daß infolge des mit der Frequenz abnehmenden Laststromes der Transistor T_2 über R_k bei hohen Frequenzen nicht mehr voll durchgesteuert wird. Wenn der Amateur den exakten Wert von R_k experimentell ermittelt, brauchen die beiden Transistoren nicht paarig zu sein. Es können sogar Exemplare aus verschiedenen Stromverstärkungsgruppen verwendet werden.

Abschließend seien noch die Vorteile der eisenlosen A-Endstufe ohne Gegentaktansteuerung aufgezählt:

1. Der Ausgangsübertrager entfällt
2. die Vorteile durch R_k sind im allgemeinen geringer als die Verluste im Ausgangsübertrager
3. die obere Grenzfrequenz wird allein durch die Transistoren bestimmt
4. durch den Fortfall der Phasendrehungen im Übertrager sind ggf. starke Gegenkopplungsgrade möglich.

Die praktische Ausführung der hier global erläuterten Endstufe wird in einem späteren Heft beschrieben.

Literatur

[1] Belter, K.: Transistorsuper für Netzbetrieb. radio und fernsehen 11 (1962), H. 13, S. 404–406

[2] Ebbinge, W.: Temperaturstabile Transistorschaltung nach dem Prinzip der halben Speisespannung. Valvo Berichte Band IV, Heft 3, Sept. 1958

[3] Jancke, H.: Die eisenlose Endstufe und ihre Anwendung. radio und fernsehen 11 (1962), H. 18, S. 574–577

[4] Rathmann: Probleme der eisenlosen Endstufe. radio und fernsehen 11 (1962), H. 24, S. 770–773; 12 (1963), H. 1, S. 20–22 und H. 2, S. 56–59

[5] Rothe und Kleen: Elektronenröhren als End- und Sendeverstärker. Akademische Verlagsges., Leipzig 1940

[6] Bottke, E.: Transistor-A-Endstufe für Netzbetrieb. radio und fernsehen 13 (1964), H. 23, S. 726–728

Drei Wochen statt drei Millionen Jahre für künstliche Quarzkristallzüchtung

In lediglich drei Wochen läuft bei der britischen Schwestergesellschaft Standard Telephones and Cables Ltd. der SEL ein Vorgang ab, der in der Natur einen Zeitraum von drei Millionen Jahren erfordert: Nach sechsjähriger Entwicklungszeit wurde in diesem Werk die erste europäische „Quarzzuchtfabrik" in Betrieb genommen. (Wir hatten auf diese Entwicklung bereits im Heft 17 (1964), S. 514 hingewiesen. In diesem neuen Werkteil der STC werden verhältnismäßig große Rohquarze von regelmäßiger Form und Größe gezüchtet, wodurch die Importe von teuren Naturquarzen überflüssig werden.

Quarzkristalle müssen zur Verwendung für elektronische Bauelemente frei von Strukturfehlern und mineralischen Einschlüssen sein. Die neuen künstlich gezüchteten Kristalle, die von solchen Defekten und Einschlüssen frei sind, können mit besserem Ausnutzungsgrad verarbeitet werden als Naturquarze. [S. a. „Nachrichtentechnik" 15 (1965), H. 9].

Videoendstufe mit anodenseitiger Kontrastregelung

Für die Kontrastregelung in Fernsehempfängern haben sich im Laufe der Jahre zwei unterschiedliche Methoden eingeführt. Da ist zunächst die direkte Regelung des zur Steuerung der Bildröhre verwendeten Videosignals, z. B. an der Anode der Videoendstufe bei heute fast ausschließlich verwendeten einstu-

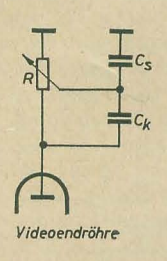


Bild 1: Prinzip des frequenzunabhängigen Spannungsteilers zur Kontrastregelung an der Anode der Videoendröhre

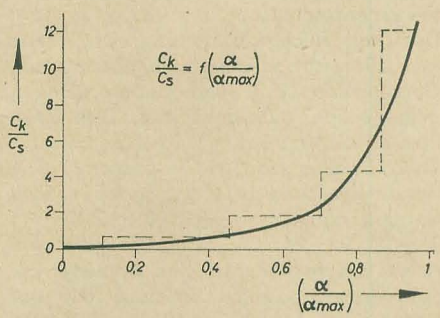


Bild 2: Erforderliche Kompensationskapazität C_k bezogen auf die Schalt-, Streu- und Röhrenkapazitäten C_s als Funktion des normierten Drehwinkels für den Teiler nach Bild 1. Gestrichelte Linie stellt die durch Stufen angenäherte Kurvenform dar

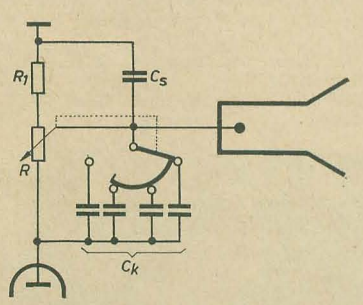


Bild 3: Praktische Ausführung einer Kontrastregelung an der Anode der Videoendröhre mit stufenweise schaltbarer Kompensationskapazität C_k und Minimalbegrenzung durch R_1

figen Videoverstärkern, und zum anderen die indirekte Regelung des Signals über den Umweg der Veränderung des zwischenfrequenten Trägers.

Die erste Methode hat gegenüber der zweiten den Vorteil, daß sich an der Anode der Videoendstufe unabhängig von der jeweiligen Stellung des Kontrastreglers stets ein konstantes Ausgangssignal max. Höhe zur Ansteuerung der Impulsabtrenn- und Ton-ZF-Stufe zur Verfügung befindet. Diesem Vorteil steht aber entgegen, daß infolge der praktisch nicht zu vermeidenden räumlichen Trennung des Kontrastreglers von der Videoendstufe eine zusätzliche kapazitive Belastung des Ausgangskreises entsteht. Mit Rücksicht auf die Bandbreitenforderung von B = 5 MHz muß deshalb ein relativ niedriger Arbeitswiderstand verwendet und ein sehr hoher Stromhub in der Videoendröhre gefordert werden. Dieser Hub war aber mit der bisher allgemein verwendeten Röhre PCL 84 nur bedingt zu erfüllen, so daß Telefunken seine Fernsehgeräte der Saison 1965 mit der neuen Röhre PCL 200 bestückt hat. Diese Röhre liefert bei einer mittleren Steilheit von etwa 18 mA/V einen Stromhub von etwa 41 mA und bei einem Arbeitswiderstand von 2,4 kΩ sowie einer kapazitiven Belastung von etwa 60 pF und entsprechender Vorentzerrung eine Ausgangsspannung von 90 V bei einer 3-dB-Bandbreite von 4,8 MHz.

Im Bild 1 ist das Prinzipschaltbild einer anodenseitigen Kontrastregelung der Videoendröhre dargestellt. Durch die nicht zu vermeidenden Schalt-, Streu- und Röhrenkapazitäten C_s wird das Spannungsteilerverhältnis frequenzabhängig und muß deshalb durch den Kondensator C_k kompensiert werden. Da aber diese Kompensation nur dann richtig arbeitet, wenn die Zeitkonstanten der Teilerglieder gleich sind, ist es erforderlich, den Kompensationskondensator C_k entweder kontinuierlich oder stufenweise zusammen mit dem jeweiligen Drehwinkel des Reglers zu verändern.

Aus Bild 2 ist zu entnehmen, daß eine Unterteilung in vier Stufen ausreicht, um einen guten Kompensationseffekt zu erzielen. Ein praktisches Ausführungsbeispiel nach dieser Methode ist im Bild 3 dargestellt. Der in ihr eingefügte Widerstand R_1 dient zur Minimalbegrenzung des Kontrastes.

Mit dieser Ausführungsform läßt sich zwar eine einwandfreie Kontrastregelung erzielen, sie hat aber den Nachteil, daß der zur Katode der Bildröhre übertragene Gleichspannungswert und somit auch das Potential für den Schwarzwert von der jeweiligen Stellung des Kontrastreglers abhängig ist, so daß durch einen zusätzlichen Korrekturregler dieser Effekt kompensiert werden muß. Um den hierzu bedingten hohen Aufwand zu reduzieren, wurde eine Brückenschaltung entwickelt, die so dimensioniert ist, daß das Gleichspannungspotential für den Schwarzwert unabhängig von der jeweiligen Stellung des Kontrastreglers erhalten bleibt. Das Prinzip dieser Brücke hinsichtlich des Gleichspannungsverhaltens ist aus Bild 4 zu entnehmen.

Für das Videosignal stellt diese Methode aber nur eine Schaltung dar, bei der der Kontrastregler R in Reihe mit den parallel geschalteten Widerständen R_2 und R_3 parallel zum Außenwiderstand R_a gelegt ist (s. Bild 5), da das positive Betriebsspannungspotential wechselspannungsmäßig gegen Masse kurzgeschlossen ist. Natürlich gilt auch in diesem Fall die Forderung, daß die Zeitkonstanten der von der jeweiligen Stellung des Kontrastreglers abhängigen Teilglieder stets gleich zu sein haben, so daß die unvermeidlichen Schalt-, Streu- und Röhrenkapazitäten C_s durch den Kondensator C_k kompensiert werden müssen. Die praktische Ausführung dieser Schaltungsmethode ist ohne die notwendigen Entzerrungsglieder im Bild 6 wiedergegeben.

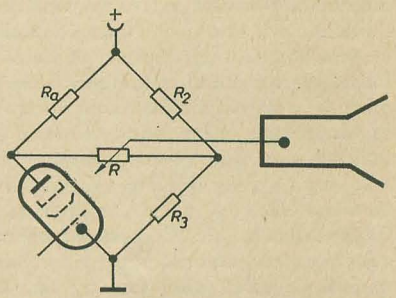


Bild 4: Gleichspannungsmäßiges Verhalten der Brückenschaltung zur anodenseitigen Kontrastregelung

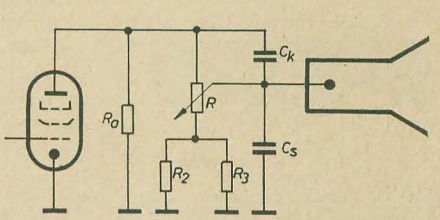


Bild 5: Wechselspannungsmäßiges Verhalten der anodenseitigen Kontrastregelung

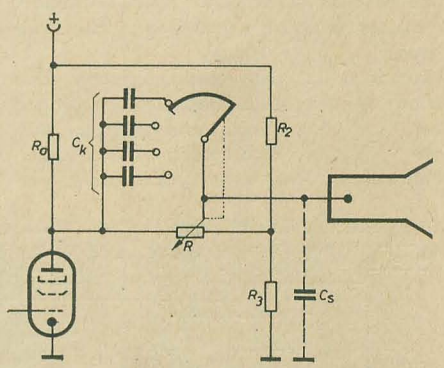


Bild 6: Praktische Ausführung einer anodenseitigen Kontrastregelung in Brückenschaltung

Mitteilungen des Technischen Pressedienstes von Telefunken (TPd 2431/b)

Elektromagnetische Blutflußmessung

Dipl.-Phys. KURT GÜNTHER

Mitteilung aus der Klinik für Herz- und Gefäßchirurgie der Karl-Marx-Universität Leipzig

Die Messung des Blutflusses an ungeöffneten, aber freipräparierten Gefäßen von Patienten mit den verschiedensten Herz- und Gefäßerkrankungen hat in letzter Zeit große Bedeutung erlangt. So kann z. B. bei Gefäßmißbildungen (Aneurysmen, Stenosen) durch Messung des Blutflusses vor und nach der operativen Korrektur der Erfolg der Operation direkt in Meßwerten ausgedrückt werden. Die Messung des Blutflusses läßt außerdem erkennen, ob ein Gefäß durch Thromben, Spasmus usw. ganz oder teilweise verschlossen ist. Durch Messung des Flusses läßt sich die Wirkung verschiedener Medikamente auf die Durchblutung von Organen, z. B. die Coronardurchblutung des Herzens, untersuchen. Eine besondere Rolle spielt die Messung des Blutflusses bei Anwendung der Herz-Lungen-Maschine. Es hat sich als sehr günstig

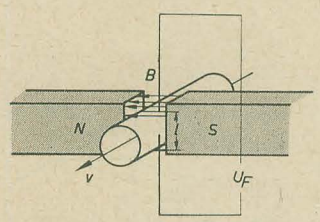


Bild 1: Prinzip der elektromagnetischen Blutflußmessung

erwiesen, die Herz-Lungen-Maschine so zu steuern, daß stets ein konstantes Perfusionsvolumen erhalten wird, innerhalb gewisser Grenzen unabhängig vom Blutdruck.

Nachdem in der geschichtlichen Entwicklung die verschiedensten Methoden zur Blutflußmessung herangezogen wurden (Bubble-Flußmesser, Ultraschall-Flußmesser, Rotameter, radioaktive Verdünnungsmethode, Farbverdünnungsmethode), wird heute in allen industriell hergestellten Flußmessern das elektromagnetische Prinzip angewendet. Diesem Prinzip liegt das Induktionsgesetz zugrunde: Senkrecht zu dem bewegten elektrischen Leiter „Blut" wird ein Magnetfeld erzeugt (Bild 1). Durch Induktion wird sowohl senkrecht zur Blutflußrichtung als auch senkrecht zur Magnetfeldrichtung eine Spannung U_F induziert, die dem Magnetfeld B, der Länge l des Leiters senkrecht zu Fluß- und Magnetfeldrichtung und der Flußgeschwindigkeit v (bei konstantem Querschnitt dem Blutvolumen V) proportional ist.

$$U_F = B \cdot l \cdot v$$

Zunächst wurde ein magnetisches Gleichfeld benutzt, doch es ergaben sich Schwierigkeiten bei der Verstärkung solcher extrem kleiner Gleichspannungen und an den Abnahmeelektroden infolge Polarisation.

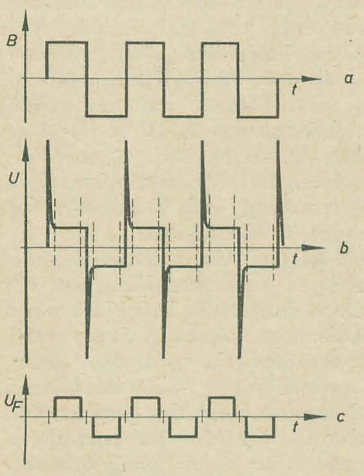


Bild 2: Spannungsverläufe im Rechteckwellen-Flußmesser

Von Kolin [1] wurde zur Erregung des Magneten des Meßkopfes Sinusspannung benutzt. Die entstehende Induktionsspannung hat dann dieselbe Frequenz und kann selektiv verstärkt werden. Jedoch auch diese Methode besitzt einige Unzulänglichkeiten, weil durch Induktion auch in den Zuleitungen zu den Abnahmeelektroden eine Sinusspannung erzeugt wird, die der Flußsignalspannung überlagert ist (Störspannung, „Transformatoreffekt"). Durch verschiedene aufwendige Maßnahmen gelingt es, den Transformatoreffekt stark zu reduzieren.

In dem von uns verwendeten Blutflußmesser der Firma Nycotron Oslo/Norwegen [2] wird der Magnet mit 300-Hz-Rechteckspannung gespeist. Das Magnetfeld hat dann ebenfalls Rechteckform (Bild 2a). Nur bei Änderung des Magnetfeldes entsteht die störende Spannung (Transformatoreffekt) in Form von kurzen spices. Die Flußsignalspannung U_F ist rechteckförmig und kann durch eine Torschaltung aus dem im Bild 2b gezeigten Gemisch von Stör- und Nutzspannung ausgeblendet werden. Die Torschaltung ist jeweils nur ein bestimmtes Zeitintervall geöffnet, in dem keine spices erscheinen. Nach der Torschaltung bleibt also die im Bild 2c dargestellte ungestörte Rechteckspannung übrig. Aus dem Blockschaltbild (Bild 3) geht hervor, daß während der Sperrphase der Torschaltung außerdem eine starke Gegenkopplung für Vorverstärker und Eingangsverstärker wirksam ist.

Der mit Rechteckspannung betriebene Blutflußmesser zeichnet sich durch große Genauigkeit (2%) und außerordentlich gute Nullpunktkonstanz aus. Die Empfindlichkeit beträgt $\leqq 10$ ml je min für Vollausschlag des Meßinstruments. Die Bandbreite kann in sechs Stufen variiert werden, nämlich 0···0,3; 0···3; 0···6; 0···12; 0···25; 0···50 Hz. Es gibt zwei Arten von Meßköpfen, den Meßkopf für den extrakorporalen Kreislauf mit der Herz-Lungen-Maschine und Meßköpfe verschiedenen Durchmessers (von 1 bis 25 mm) für die Messungen an ungeöffneten, freipräparierten Blutgefäßen. Bild 4 zeigt das Gerät der Firma Nycotron (Nycotron Blood Flow Meter 372) mit zwei verschiedenartigen Meßköpfen.

Literatur

[1] Kolin, A.: Proc. Nat. Acad. of Science 45 (1959) 8, 1312–1321

[2] Instruction Manual for Nycotron Blood Flow Meter 372

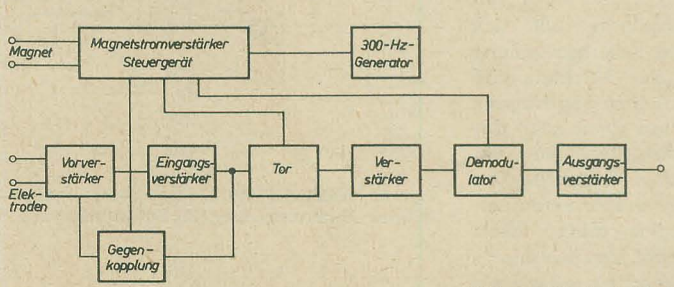


Bild 3: Blockschaltbild des Nycotron-Flußmessers

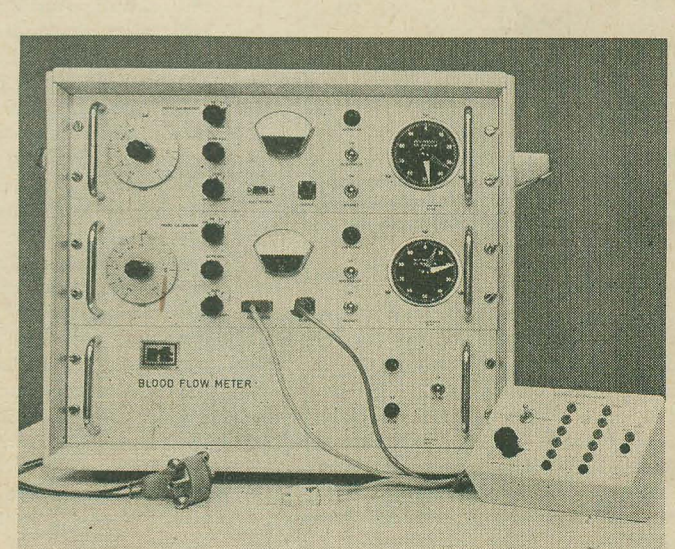


Bild 4: Ansicht des Nycotron-Flußmessers

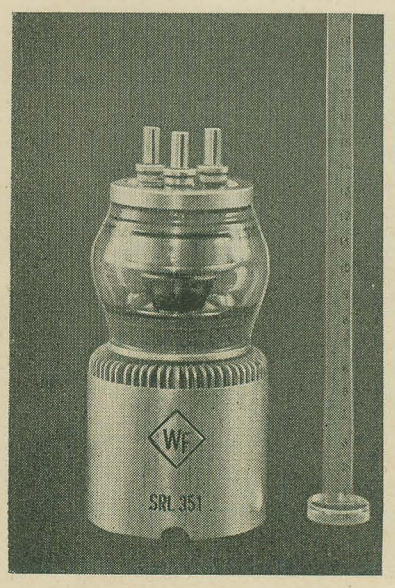
K. STURM

UKW-Sendetrioden SRL 351 SRL 352 SRL 353 SRW 353 SRL 354 SRL 364

Bei UKW-Senderöhren wird wegen der hohen Frequenzen ein kapazitäts- und induktionsarmer Aufbau angestrebt. Erreicht wird dies durch konzentrische Elektrodenanschlüsse, die als Scheiben oder Ringe ausgebildet sind. Konzentrisch aufgebaute Röhren lassen sich außerdem gut in Sender einsetzen, da man bei hohen Frequenzen mit konzentrischen Leitungen bzw. Topfkreisen arbeitet. Die Röhren besitzen kleine Abmessungen und damit eine hohe mechanische Stabilität.

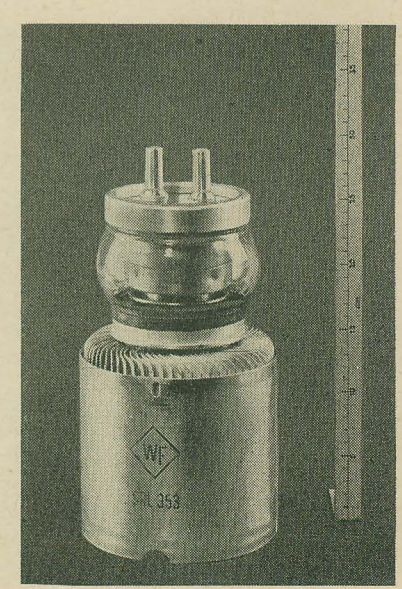
Die Kühlung der Röhren erfolgt mittels Druckluft; eine Ausnahme macht die SRW 353, die für Wasserkühlung vorgesehen ist. UKW-Senderöhren werden in HF-Stufen der UKW- und Fernsehsender eingesetzt; sie werden außerdem in Lang-, Mittel- und Kurzwellensender verwendet. Ein weiteres Anwendungsgebiet für UKW-Senderöhren sind industrielle HF-Generatoren. Sie werden dort entweder in induktiven Generatoren zur Erhitzung von Metallen, z. B. Schmelzen, Glühen, Löten und Oberflächenhärten, verwendet; oder sie dienen für die kapazitive Erwärmung dielektrischer Stoffe, z. B. Kunststoffe, Holz u. a.

Die SRL 351 kann außerdem in der Elektromedizin für die Kurzwellentherapie eingesetzt werden.



Sendetriode SRL 351

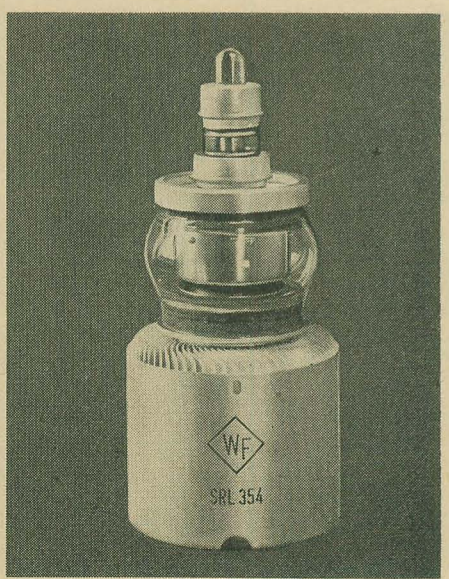
Sendetriode SRL 352



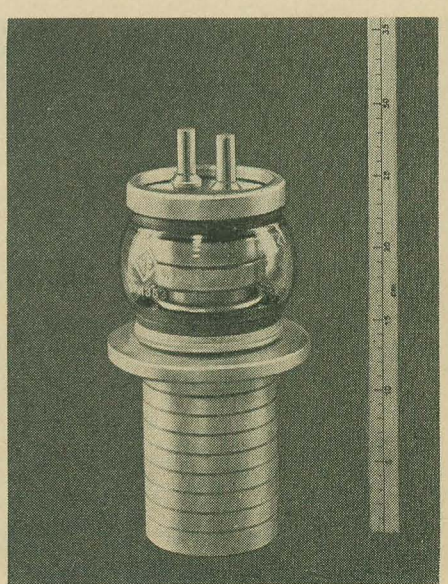
Sendetriode SRL 353

Technische Daten	SRL 351	SRL 352	SRL 353	SRW 353	SRL 354	SRL 364
Masse in kg	≈ 1,1	≈ 2,75	≈ 8,2	≈ 2,7	≈ 8,5	≈ 10,5
Heizung: direkt geheizte thorierte Wolframkatode						
Heizspannung U_f in V	5	7	5,3	5,3	9	11,5
Heizstrom I_f in A	50	68	150	150	160	80
Allgemeine statische Werte						
Anodenspannung U_a in kV	2,5	2,5	3	3	3	4
Anodenstrom I_a in A	1	1	1	1	1	1
Steilheit S in mA/V	12	18	40	40	35	60
Verstärkungsfaktor μ	29	25	43,5	43,5	40	59
Betriebswerte	HF-Verstärker, Frequenzmodulation C-Betrieb, Gitterbasisschaltung			Selbsterregung C-Betrieb Katodenbasisschaltung	HF-Verstärker C-Betrieb Gitterbasisschaltung	Hochfrequenz-verstärkung annähernd B-Betrieb Gitterbasisschaltung
Betriebsfrequenz f in MHz	88	88	88	0,4	88	175
Anodenspannung U_a in kV	4	4,5	6	7	6	4
Gittervorspannung U_g in V	− 230	− 250	− 250	− 300	− 250	− 60
Anodenstrom I_a in A	0,5	1,2	3	4,5	3	4,6
Gitterstrom I_g in A	0,1	0,3	0,6	0,5	0,55	0,96
Steuerleistung N_{st} in kW	0,25	0,6	1,6		1,6	1,5
Ausgangsleistung $N_\sim$ in kW	1,2	3,2	10	20	10	14
Grenzwerte						
Frequenz f_{max} in MHz	250	220	220	220	220	220
Anodenspannung $U_{a\,max}$ in kV						
bei f ≦ 30 MHz	5	6	8	8	7	
bei f ≦ 100 MHz	4,5	5	7	7	6	5
bei f ≦ 220 MHz		4	4,5	4,5	4,5	4
bei f ≦ 250 MHz	3					
Katodenstrom $I_{k\,max}$ in A	1,2	2	5	5	8	8
Anodenverlustleistung $Q_{a\,max}$ in kW	2	2,5	10	15	10	10
Steuergitterverlustleistung $Q_{g\,max}$ in W	80	150	400	400	400[1])	350[1])
Kolbentemperatur t_{max} in °C	180	180	180	180	180	180
Kapazitäten						
Gitter/Katode $c_{g/k}$ in pF	17	23	62	59	56	64
Anode/Katode $c_{a/k}$ in pF	0,2	0,4	≦ 1,2	0,8	≦ 1,1	0,8
Gitter/Anode $c_{g/a}$ in pF	8	12	33	35	28	30

[1]) bei f ≦ 100 MHz



Sendetriode SRL 354



Sendetriode SRW 353

radio und fernsehen	Einführung in die Matrizenrechnung (2)	Gr. 1 Blatt 2 und Schluß
14 (1965) H. 16	Labor- und Berechnungsunterlagen	DK 512.831

2.5. Produkt zweier Matrizen

Das Produkt zweier Matrizen

$$\mathfrak{C} = \mathfrak{A} \cdot \mathfrak{B}$$

kann nur gebildet werden, wenn folgende Voraussetzung erfüllt ist:

Zahl der Spalten von $\mathfrak{A}$ gleich Zahl der Zeilen von $\mathfrak{B}$. Diese Voraussetzung ist bei Vierpolmatrizen immer erfüllt. Das Matrizenprodukt ist wiederum eine Matrix mit folgenden Eigenschaften:

a) Zeilenzahl von $\mathfrak{C}$ gleich Zeilenzahl von $\mathfrak{A}$

b) Spaltenzahl von $\mathfrak{C}$ gleich Spaltenzahl von $\mathfrak{B}$

c) Die Elemente c_{ik} der Matrix $\mathfrak{C}$ werden nach folgender Rechenvorschrift gebildet:

$$c_{ik} = \sum_{v=1}^{n} a_{iv} \cdot b_{vk}$$

n = Spaltenzahl von $\mathfrak{A}$

v = Zeilenzahl von $\mathfrak{B}$

Die Elemente c_{ik} werden also gebildet, indem jeweils das skalare Produkt des i-ten Zeilenvektors von $\mathfrak{A}$ mit dem k-ten Spaltenvektor von $\mathfrak{B}$ gebildet wird.
Für die Multiplikation von Vierpolmatrizen (2 Zeilen, 2 Spalten) ergibt sich nach dieser Rechenvorschrift:

$$\mathfrak{C} = \mathfrak{A} \cdot \mathfrak{B} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{pmatrix} \tag{8}$$

$$\mathfrak{C} = \begin{pmatrix} a_{11}\,b_{11} + a_{12}\,b_{21} & a_{11}\,b_{12} + a_{12}\,b_{22} \\ a_{21}\,b_{11} + a_{22}\,b_{21} & a_{21}\,b_{12} + a_{22}\,b_{22} \end{pmatrix}$$

Schreibt man die Matrizen $\mathfrak{A}$ und $\mathfrak{B}$ in der folgenden Form, so entstehen die Elemente der Produktmatrix in den Kreuzungspunkten der Hilfslinien.

$$\mathfrak{C} = \begin{array}{|c|c|} \hline \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{pmatrix} \\ \hline & \\ \hline \end{array}$$

$$\begin{array}{|c|c|} \hline \begin{pmatrix} b_{11} \\ b_{21} \end{pmatrix} & b_{12} \\ \hline \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} & \begin{matrix} a_{11}\,b_{11} + a_{12}\,b_{21} & a_{11}\,b_{12} + a_{12}\,b_{22} \\ a_{21}\,b_{11} + a_{22}\,b_{21} & a_{21}\,b_{12} + a_{22}\,b_{22} \end{matrix} \\ \hline \end{array}$$

Das Kommutativgesetz gilt nicht:

$$\mathfrak{A} \cdot \mathfrak{B} \neq \mathfrak{B} \cdot \mathfrak{A}$$

$$\begin{pmatrix} a_{11}\,b_{11} + a_{12}\,b_{21} & a_{11}\,b_{12} + a_{12}\,b_{22} \\ a_{21}\,b_{11} + a_{22}\,b_{21} & a_{21}\,b_{12} + a_{22}\,b_{22} \end{pmatrix}$$

$$\neq \begin{pmatrix} b_{11}\,a_{11} + b_{12}\,a_{21} & b_{11}\,a_{12} + b_{12}\,a_{22} \\ b_{21}\,a_{11} + b_{22}\,a_{21} & b_{21}\,a_{12} + b_{22}\,a_{22} \end{pmatrix}$$

Gilt $\mathfrak{A} = \mathfrak{B}$, so gilt auch $\mathfrak{A} \cdot \mathfrak{C} = \mathfrak{B} \cdot \mathfrak{C}$ und $\mathfrak{C} \cdot \mathfrak{A} = \mathfrak{C} \cdot \mathfrak{B}$, aber

$$\mathfrak{A} \cdot \mathfrak{C} \neq \mathfrak{C} \cdot \mathfrak{B}$$

Die Multiplikation beider Seiten muß in der gleichen Richtung ausgeführt werden, entweder nur von rechts oder nur von links.

Eine Ausnahme bildet die Multiplikation mit der Einheitsmatrix $\mathfrak{E}$.
Für die Multiplikation mit der Einheitsmatrix $\mathfrak{E}$ gilt

$$\mathfrak{A} \cdot \mathfrak{E} = \mathfrak{E} \cdot \mathfrak{A} = \mathfrak{A} \tag{9}$$

Das Distributivgesetz gilt:

$$(\mathfrak{A} + \mathfrak{B})\,\mathfrak{C} = \mathfrak{A} \cdot \mathfrak{C} + \mathfrak{B} \cdot \mathfrak{C}$$

Das Assoziativgesetz gilt:

$$\mathfrak{A} \cdot \mathfrak{B} \cdot \mathfrak{C} = (\mathfrak{A} \cdot \mathfrak{B})\,\mathfrak{C} = \mathfrak{A}\,(\mathfrak{B} \cdot \mathfrak{C})$$

2.6. Determinante einer Matrix

Im Gegensatz zur Matrix $\mathfrak{A}$ hat die Determinante der Matrix $\mathfrak{A}$ einen Wert. Der Zahlenwert der 2-zeiligen, 2-spaltigen Determinante wird gebildet aus der Differenz der Produkte der Haupt- und Nebendiagonalen.

$$\det \mathfrak{A} = |\mathfrak{A}| = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{vmatrix} = a_{11}\,a_{22} - a_{12}\,a_{21} \qquad (10)$$

Für die Determinante der Matrix $\lambda \cdot \mathfrak{A}$ gilt

$$\det \lambda \cdot \mathfrak{A} = \lambda^2 \cdot \det \mathfrak{A}$$

2.7. Quotient zweier Matrizen

Eine Matrizendivision in der Form

$$\frac{\mathfrak{B}}{\mathfrak{A}} = \mathfrak{C}$$

ist nicht definiert. Die Division wird möglich, wenn man zu $\mathfrak{A}$ eine reziproke (inverse) Matrix bestimmen kann, die folgender Bedingung genügt:

$$\mathfrak{A} \cdot \mathfrak{A}^{-1} = \mathfrak{A}^{-1} \cdot \mathfrak{A} = \mathfrak{E} \qquad (11)$$

Voraussetzung für die Existenz der inversen Matrix $\mathfrak{A}^{-1}$ ist, daß ihre Determinante existiert, also $\det \mathfrak{A} \neq 0$.
Dann gilt speziell für quadratische Matrizen mit 2 Zeilen und 2 Spalten

$$\mathfrak{A}^{-1} = \frac{1}{\mathfrak{A}} \begin{pmatrix} a_{22} & -a_{12} \\ -a_{21} & a_{11} \end{pmatrix} = \frac{1}{a_{11}\,a_{22} - a_{12}\,a_{21}} \begin{pmatrix} a_{22} & -a_{12} \\ -a_{21} & a_{11} \end{pmatrix} \qquad (12)$$

Man sieht, daß die Elemente der Hauptdiagonalen der Matrix $\mathfrak{A}^{-1}$ gegenüber der Ausgangsmatrix $\mathfrak{A}$ vertauscht sind und daß die Elemente der Nebendiagonalen ein negatives Vorzeichen erhalten haben.
Daß $\mathfrak{A}^{-1}$ die Gl. (11) erfüllt, läßt sich leicht nachweisen.

$$\mathfrak{A} \cdot \mathfrak{A}^{-1} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \frac{1}{a_{11}\,a_{22} - a_{12}\,a_{21}} \begin{pmatrix} a_{22} & -a_{12} \\ -a_{21} & a_{11} \end{pmatrix}$$

$$= \frac{1}{a_{11}\,a_{22} - a_{12}\,a_{21}} \begin{pmatrix} a_{11}\,a_{22} - a_{12}\,a_{21} & -a_{11}\,a_{12} + a_{12}\,a_{11} \\ a_{21}\,a_{22} - a_{22}\,a_{21} & -a_{21}\,a_{12} + a_{22}\,a_{11} \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} = \mathfrak{E}$$

2.8. Einfache Matrizengleichungen

Aus der Gleichung

$$\mathfrak{A} \cdot \mathfrak{H} \cdot \mathfrak{B} = \mathfrak{C} \qquad (13)$$

soll $\mathfrak{H}$ errechnet werden.

Unter Beachtung der Rechenregeln, daß $\mathfrak{A} \cdot \mathfrak{A}^{-1} = \mathfrak{A}^{-1} \cdot \mathfrak{A} = \mathfrak{E}$ und $\mathfrak{E} \cdot \mathfrak{A} = \mathfrak{A} \cdot \mathfrak{E} = \mathfrak{A}$ ist und daß die Richtung der Multiplikation auf beiden Seiten der Gleichung dieselbe sein muß, läßt sich Gl. (13) nach $\mathfrak{H}$ auflösen.

$$\mathfrak{A}^{-1} \cdot \mathfrak{A} \cdot \mathfrak{H} \cdot \mathfrak{B} = \mathfrak{A}^{-1} \cdot \mathfrak{C}$$

$$\mathfrak{E} \cdot \mathfrak{H} \cdot \mathfrak{B} = \mathfrak{A}^{-1} \cdot \mathfrak{C}$$

$$\mathfrak{E} \cdot \mathfrak{H} \cdot \mathfrak{B} \cdot \mathfrak{B}^{-1} = \mathfrak{A}^{-1} \cdot \mathfrak{C} \cdot \mathfrak{B}^{-1}$$

$$\mathfrak{E} \cdot \mathfrak{H} \cdot \mathfrak{E} = \mathfrak{A}^{-1} \cdot \mathfrak{C} \cdot \mathfrak{B}^{-1}$$

$$\mathfrak{H} = \mathfrak{A}^{-1} \cdot \mathfrak{C} \cdot \mathfrak{B}^{-1} \qquad (14)$$

Beim Lösen dieser Gleichungen ist wieder darauf zu achten, daß die Multiplikation mit der reziproken Matrix immer von der gleichen Seite erfolgt. Es würde z. B. der Ansatz

$$\mathfrak{A}^{-1} \cdot \mathfrak{A} \cdot \mathfrak{H} \cdot \mathfrak{B} = \mathfrak{C} \cdot \mathfrak{A}^{-1}$$

zu vollkommen falschem Ergebnis führen.
Mit den hier aufgeführten Gesetzen der Matrizenrechnung, die zum Teil sehr spezielle auf zweireihige Matrizen zugeschnitten sind, lassen sich alle Probleme erfassen, die sich bei der mathematischen Behandlung linearer Vierpole ergeben.

2.9. Differentiation von Matrizen

Sollen Schaltungen auch auf ihr zeitliches Verhalten untersucht werden, so ist dazu auch die Differentiation und Integration von Matrizen erforderlich.

Eine Matrix wird differenziert, indem man ihre Elemente einzeln differenziert.

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\,\mathfrak{A}_{(t)} = \left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\,a_{ik(t)}\right) \qquad (15)$$

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\mathrm{d}a_{11}}{\mathrm{d}t} & \frac{\mathrm{d}a_{12}}{\mathrm{d}t} \\ \frac{\mathrm{d}a_{21}}{\mathrm{d}t} & \frac{\mathrm{d}a_{22}}{\mathrm{d}t} \end{pmatrix}$$

2.10. Integration von Matrizen

Eine Matrix wird integriert, indem man ihre Elemente einzeln integriert.

$$\int \mathfrak{A}_{(t)}\,\mathrm{d}t = \left(\int a_{ik\,(t)}\,\mathrm{d}t\right) \qquad (16)$$

$$\int \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \mathrm{d}t = \begin{pmatrix} \int a_{11}\,\mathrm{d}t & \int a_{12}\,\mathrm{d}t \\ \int a_{21}\,\mathrm{d}t & \int a_{22}\,\mathrm{d}t \end{pmatrix}$$

Mit Hilfe der letzten Sätze können Differentialgleichungssysteme, wie sie bei Berechnung des Einschwingverhaltens von Netzwerken entstehen, gelöst werden.

music-center

ein interessantes Gerät von Schaub-Lorenz

KLAUS K. STRENG

Fast jeder von uns besitzt ein Rundfunkgerät. Aber nicht immer gefallen jedem zu jeder Zeit die gerade ablaufenden Programme; andere Sendungen wiederum würde man gern zum dauernden Besitz festhalten. Die Möglichkeit hierfür bietet das Heimtonbandgerät, mit dem man Sendungen mitschneiden (aufnehmen) kann. Das Tonband kann beliebig oft abgespielt werden, ohne daß die Aufnahme an Qualität einbüßt. Man kann es wieder löschen, um etwas Neues aufzunehmen. Das alles ist dem Techniker und vielen Laien bekannt. Aber ...

Das Heimtonbandgerät ist in Laienkreisen nicht sehr beliebt. Das „Einfädeln" und Rückspulen des Bandes, das Aufsuchen der gewünschten Stelle auf dem Band, das Aussteuern (richtige Aussteuern!), die bei einem Bandriß notwendigen Handgriffe – all dies ist für den Techniker zwar eine Routineangelegenheit, für den Laien jedoch oft eine Quelle des Verdrusses. Dies wird hier nicht gesagt, weil die DDR-Industrie gerade ihre Tonbandgeräteproduktion an andere Länder des RGW abgab. Hersteller von Tonbändern in der Deutschen Bundesrepublik – also gewiß unverdächtig in diesem Falle – fanden durch Marktuntersuchungen heraus, daß je verkauftes Tonbandgerät im Durchschnitt nur 1,5 Tonbänder verkauft wurden! Ähnlich dürften die Verhältnisse auch bei uns liegen.

Diese Überlegungen veranlaßten die westdeutsche Firma Schaub-Lorenz, ein neues Gerät zu entwickeln, das eine Kombination von Rundfunkgerät und „Programmspeicher" darstellt und vom Laien ohne Kenntnisse und Geschick bedient werden kann.

Wünscht jemand eine Sendung aufzunehmen, um sie später nochmals anzuhören, so drückt er einen Knopf, und den Rest besorgt das Gerät selbst, das den amerikanischen Namen „music-center", wörtlich übersetzt „Musik-Zentrum", erhielt (Bild 1). Der transistorisierte Rundfunkteil für vier Wellenbereiche und Abstimmautomatik für AM und FM bietet keine Besonderheiten. Interessant ist aber die Technik der

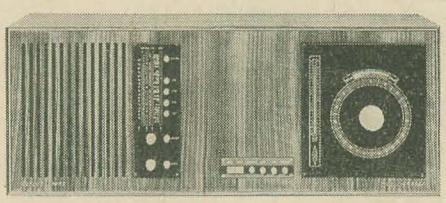


Bild 1: Gesamtvorderansicht des „music-centers" von Schaub-Lorenz

Speichereinrichtung, die aus einem 10 cm breiten Magnettonträger besteht, auf dem insgesamt 126 Tonspuren parallel aufgezeichnet werden können. Da das Band eine Spieldauer von 22 Minuten hat, beträgt die gesamte Speicherzeit aller Spuren $126 \cdot 22 = 2772$ Minuten oder 46 Stunden und 12 Minuten.

Die Wahl der betreffenden Spur geschieht mit Hilfe eines geeichten Wählknopfes an der Frontplatte durch einen „Schlitten", der die Köpfe auf die gewünschte unsichtbare Spur einstellt. Im Bild 2 ist der Schlitten mit dem Kopfträger zu erkennen. Nach Abspielen einer Spur schaltet sich der „Schlitten" automatisch auf die nächste Spur. Dauertänzer hätten so die Möglichkeit, sich praktisch fast zwei Tage und zwei Nächte pausenlos Musik vorzuspielen.

Eine Besonderheit des „Speichers" besteht darin, daß der Antrieb direkt an der Aufwickeltrommel erfolgt und nicht mit einer Tonrolle am Tonträger selbst. Grund: Da nicht gecuttert wird und man immer dasselbe Band verwendet, braucht seine Geschwindigkeit nicht konstant zu sein wie bei einem Tonbandgerät. Vorteil: einfacherer und robusterer Antrieb, der keine Wartung benötigt, kein Schlupf zwischen Tonrolle und Andruckrolle, dadurch auch kein Jaulen usw. Wer ein Tonbandgerät besitzt, versteht sofort, welche Vorteile der Antrieb der Aufwickeltrommel (Bild 3) mit sich bringt.

Von der Mechanik, vor der jeder Elektroniker stets Respekt hat, zur Elektronik: Raffiniert ist z. B. die Aussteuerungsautomatik. Ein Verstärker (Bild 4) erhält aus dem Aufsprechverstärker die aufzusprechende NF-Spannung. Nach zweistufiger Verstärkung erfolgt die Gleichrichtung in einem Diodennetzwerk. Die entstehende Gleichspannung steuert einen weiteren Transistor aus. In der Kollektorleitung aller drei Transistoren liegt eine kleine Glühlampe 18 V/0,1 A, die bei Aussteuerung des Verstärkers mit Sprache oder Musik eine vom Pegel abhängige Helligkeit liefert. Unmittelbar vor der Glühlampe sitzt ein Fotowiderstand, der parallel zum Eingang des Aufsprechverstärkers geschaltet ist und diesen bedämpft.

Infolge der Anordnung hängt der Fotowiderstandswert von der Helligkeit ab, diese wiederum von der Aussteuerung. Es scheint kaum möglich, aber diese zunächst primitiv anmutende Schaltung sorgt dafür, daß eingangsseitige Pegelunterschiede von $-15 \cdots +6$ dB auf ± 1 dB ausgeglichen werden. Der Besitzer des music-centers braucht nur den Sender einzustellen und auf „Aufnahme" zu drücken. Die Aussteuerung übernimmt das Gerät selbst mit Hilfe der beschriebenen Automatik.

Angenommen, es wird nur ein Teil der 22-Minuten-Spur auf dem Tonträger benutzt, und dieser Teil soll später mit den

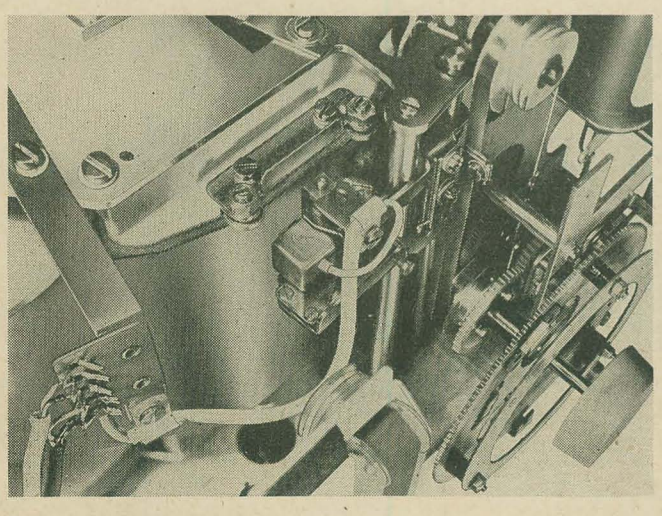


Bild 2: Kopfträger der Speichereinrichtung vor dem etwa 100 mm breiten Magnetband, der parallel zur Bandfläche von zwei zylindrischen Metallstangen geführt wird

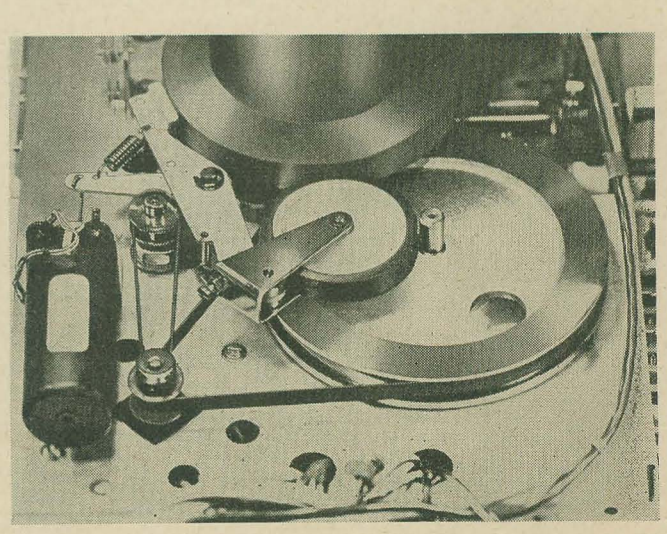


Bild 3: Der Antrieb der Aufwickeltrommelachse beim „music-center"

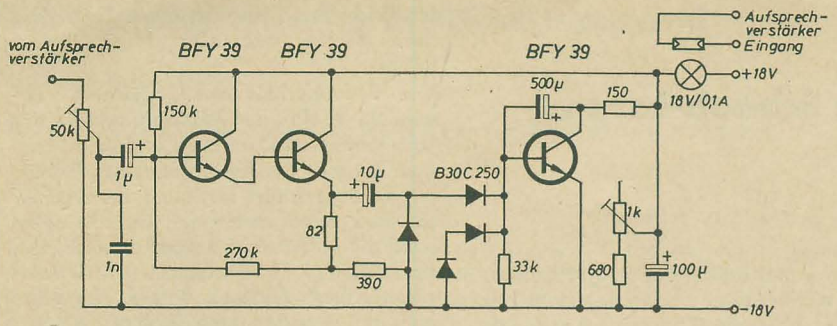


Bild 4: Schaltung des automatischen Aussteuerungsreglers

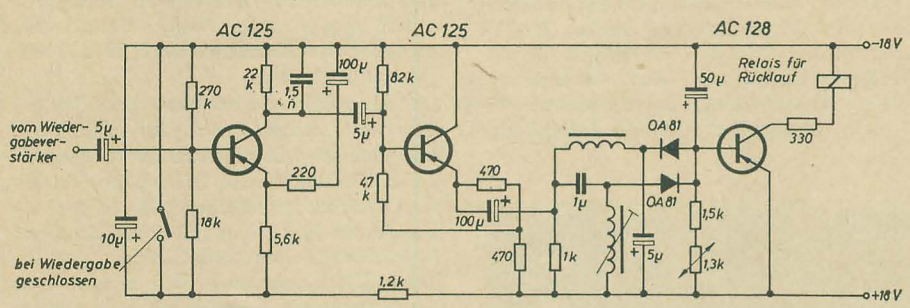


Bild 5: Schaltung des Pilottonverstärkers

anderen Spuren hintereinander abgespielt werden, so ergäbe sich eine unliebsame Komplikation. Da das Gerät erst am Ende jeder Spur auf die nächste umschaltet, würde das Band, wenn man nicht von Hand umschaltet, auf alle Fälle bis zum Schluß ablaufen, auch wenn auf der betreffenden Spur nichts oder nichts mehr aufgezeichnet ist. Dies wird durch folgende Lösung vermieden:

Am Ende der Aufnahme wird ein 50-Hz-Pilotton aufgesprochen. Ein selektiver Pilottonverstärker (Bild 5) hinter dem Wiedergabeverstärker enthält einen Tiefpaß (Grenzfrequenz 80 Hz) und einen Hochpaß (Grenzfrequenz 300 Hz) sowie zwei verschieden gepolte Gleichrichter am Ausgang der beiden Filter. Sie sind so angeordnet, daß bei Frequenzen unterhalb 80 Hz eine negative Spannung, für Frequenzen oberhalb 300 Hz eine positive Spannung, an die Basis des Endstufentransistors (AC 128) gelangt. Während bei Musik oder Sprache eine positive Spannung überwiegt, entsteht bei dem 50-Hz-Pilotton eine negative Spannung. Sie öffnet den Transistor, das Relais in seinem Kollektorkreis zieht an, der Rückspulvorgang wird eingeleitet.

Weitere technische Raffinessen: Der Rückspulvorgang wird automatisch immer im richtigen Moment abgebremst, d. h., der Anfang des Bandes kann nicht abreißen oder aus der Aufwickelspule „herausrutschen", wie dies beim Tonbandgerät zum Ärger des Besitzers oft der Fall ist. Erreicht wird dies wieder durch eine Lichtschranke. Während das Magnetband bekanntlich undurchsichtig ist, läßt das transparente Vorlaufband, das dem Magnetband vorgeklebt ist, Licht durch. Eine Skalenlampe und ein Fotowiderstand sind beidseitig des Bandes angeordnet. Fällt nun beim Rückspulvorgang Licht auf den Fotowiderstand (und dies ist der Fall, sobald das Vorlaufband erreicht ist), so treten die Schnellbremsen in Aktion. Das Band wird angehalten und bis zum Beginn der magnetempfindlichen Schicht vorgespult.

Die Rücklaufgeschwindigkeit beträgt etwa 10 m/s, d. h., das gesamte Band wird in etwa 15···20 s zurückgespult. Die durch Zugmagneten betätigten Backenbremsen liegen in Ruhestellung an. Dies hat den Vorteil, daß sich auf dem Transport, bei Netzausfall usw. keine Bandschlaufen bilden können.

Das gesamte music-center ist volltransistorisiert. Hierzu sind 28 Transistoren notwendig, davon zwei Leistungstransistoren AD 131 in der Gegentaktendstufe, die eine Dauerleistung von etwa 10 W abgibt (Klirrfaktor hierbei: 3%). Bild 6 zeigt die Schaltung des Netzteiles. Ein Transistor AD 148 arbeitet als Längsregler. An der Basis wird ihm eine von einer Zenerdiode stabilisierte Vergleichsspannung zugeführt.

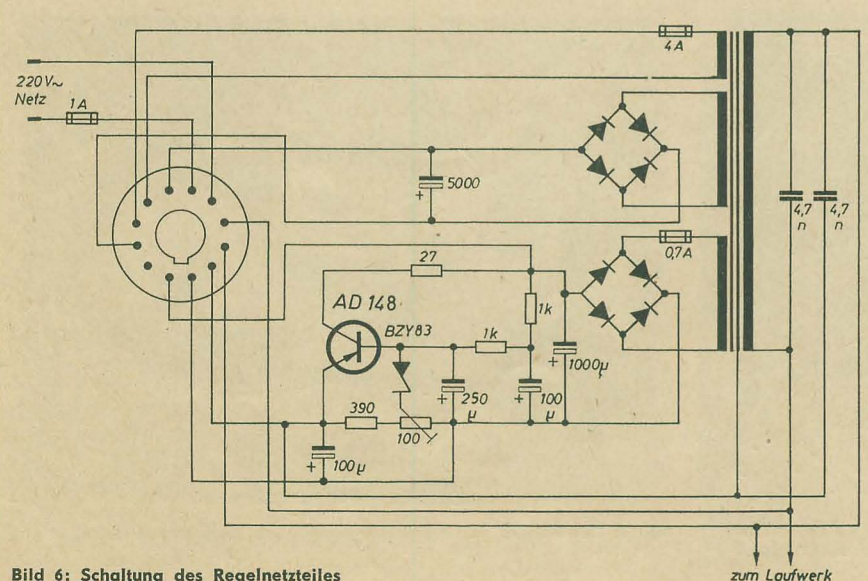


Bild 6: Schaltung des Regelnetzteiles

Technische Daten

Rundfunkempfangsteil	
Bestückung:	8 Transistoren, 9 Dioden
Wellenbereiche:	U, K, M, L
Besonderheiten:	automatische Scharfabstimmung in allen Bereichen
Programmspeicherteil	
Eingangsempfindlichkeit:	100 mV an 2,7 kΩ
Ausgangsspannung:	100 mV an 2,7 kΩ
Frequenzabhängigkeit über Band:	40 Hz···14 kHz innerhalb ± 6 dB
Bandgeschwindigkeit:	11 cm/s im Mittel
Fremdspannungsabstand:	40 dB
Lösch- bzw. Vormagnetisierungsfrequenz:	56 kHz
Anzahl der Spuren:	126
Breite des Tonbandes:	100 mm
Dauer einer Spur:	22 min
Gesamtspeicherkapazität:	46,2 h
Rückspulgeschwindigkeit:	10 m/s
maximale Rückspulzeit:	20 s
Endstufe	
Nennleistung:	10 W
Klirrfaktor bei Nennleistung:	3%
Frequenzabhängigkeit:	30 Hz···20 kHz innerhalb ± 3 dB
Baßregler:	+ ···— 20 dB bei 40 Hz
Höhenregler:	+ 3···— 15 dB bei 12 kHz
Empfindlichkeit für 50 mW:	3,5 mW

Mitteilung aus dem Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik „Carl von Ossietzky" Teltow

Der neue Standard TGL 4615

Teil 2 und Schluß

Beim Einsatz von Schichtwiderständen in der Praxis kommen derart viele und verschiedene Beanspruchungen vor, daß es unmöglich ist, alle Anwendungsfälle durch eine Prüfung nachzubilden. Daher werden für die Prüfungen nur einige ausgewählt. Für die Klimaprüfung werden nach einem bestimmten Programm folgende Prüfungen durchgeführt:

1. Klimatische Folge
   trockene Wärme
   feuchte Wärme
   Kälte
   feuchte Wärme
2. Feuchte Wärme Konstantprüfung
3. Dauerhaftigkeit

Die entsprechenden Schärfegrade bei Prüfung mit Kälte, trockener Wärme und feuchter Wärme werden durch die Klimaprüfklasse ausgedrückt.
Beispiel: Klimaprüfklasse 425
Es bedeuten:

1. Ziffer Schärfegrad der Prüfung mit Kälte (Ziffer 4 = −55 °C)
2. Ziffer Schärfegrad der Prüfung mit trockener Wärme (Ziffer 2 = + 155 °C)
3. Ziffer Schärfegrad der Prüfung mit feuchter Wärme (Ziffer 5 = 1 × 21 Tage)

Einzelheiten über die umfangreichen Prüfungen sind im Standard TGL 4615 Blatt 1 (Lieferbedingungen Schichtwiderstände) und TGL 9204 bis 9206 (Klimaschutz) enthalten.

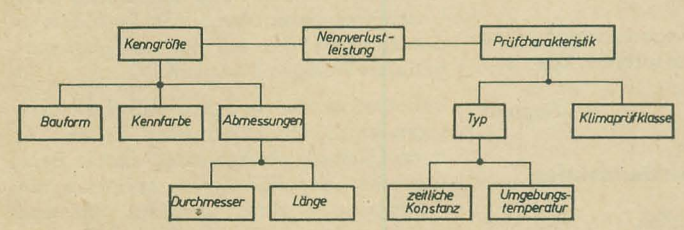


Bild 1: Schematischer Zusammenhang zwischen den einzelnen charakteristischen Größen bei Schichtwiderständen

Eine Aussage über die Nennverlustleistung ist nur bei Kenntnis der Prüfcharakteristik möglich!
Den schematischen Zusammenhang zwischen Kenngröße, Nennverlustleistung und Prüfcharakteristik zeigt Bild 1.
Der richtige Einsatz von Schichtwiderständen ist nicht nur bei Neukonstruktionen zu beachten. Auch bei Ersatzbestückung (Reparaturen) ist es wichtig, die richtige Dimensionierung der Bauteile zu beachten. Dies trifft vor allem dann zu, wenn die Originalbauteile nicht greifbar sind. Wir bringen daher auch für die Fernsehwerkstätten einige Anwendungsbeispiele, wobei gleichzeitig eine Gegenüberstellung der neuen und der alten Bezeichnungsbeispiele vorgenommen ist. (Die Bestellung von Widerständen nach den alten Bezeichnungen darf nur noch bis 1. 10. 1969 erfolgen.)

Anwendungsbeispiele

1. Beispiel

Es soll ein Gerät gebaut werden, das bei 50 °C Umgebungstemperatur betrieben werden soll. Die Innentemperatur im Gerät ist wesentlich höher, so daß für ungünstig angeordnete Widerstände eine Belastungsminderung erfolgen muß. (Lastminderungskurven = Deratingkurven siehe Bild 2.)

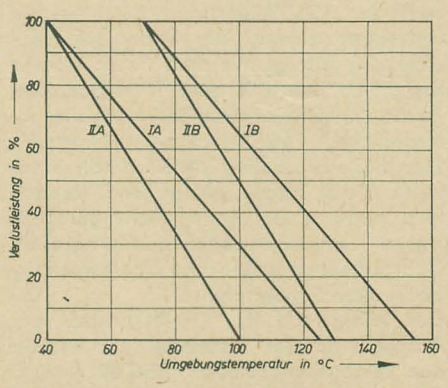


Bild 2: Zulässige Verlustleistung von Schichtwiderständen in % der Nennverlustleistung in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur

Handelt es sich bei dem Gerät um ein Meßgerät, von dem eine hohe Genauigkeit verlangt wird, dann muß der Typ I B ausgewählt werden. Ist dieses Gerät erhöhten klimatischen Beanspruchungen ausgesetzt (z. B. feuchte Wärme oder wechselhaftes Klima), so wählt man die Widerstände z. B. nach der Klimaprüfklasse 425 aus. Für Widerstände kommen folgende Klimaprüfklassen in Frage:

424, 425, 426, 434, 435, 436, 444, 445, 446

Als grobe Näherung kann gelten, daß die Klimaprüfklassen von links nach rechts immer milder werden.
Für den aufgezeigten Fall ergibt sich demnach die

Prüfcharakteristik I B 425.

Aus dem Katalog für Schichtwiderstände oder aus den Standards (z. B. TGL 14 133) kann unter Beachtung der entsprechenden Nennverlustleistungen die Feststellung der Kenngröße erfolgen. Wird eine Nennverlustleistung von 1 W benötigt, dann ergeben sich die Kenngröße 11.720 und die Abmessungen 7 × 20 mm. Jetzt erst kann der Platzbedarf ermittelt werden.
Die Bestellung für einen 470-kΩ-Widerstand mit einer Auslieferungstoleranz von ± 0,5% muß dann lauten:

Schichtwiderstand 470 kΩ 0,5% 11.720 TGL 14 133

(alte Bezeichnung: Schichtwiderstand 1 W 470 kΩ 0,5% TGL 14 133)

2. Beispiel

Liegen andererseits die Abmessungen aus räumlichen Gründen bereits fest, dann ist wie folgt zu verfahren:
Es kann ein Widerstand mit etwa den Abmessungen 5 × 12 mm untergebracht werden. Aus dem Katalog oder aus den Standards für die Hauptkennwerte der Widerstände ergeben sich entweder:

4,4 ∅ × 11,8 mm nach Standard TGL 8728
4,7 ∅ × 11,4 mm nach Standard TGL 14 133

Wählt man Widerstände nach Standard TGL 8728, dann ergibt sich bei einer maximalen Nennverlustleistung 0,25 W und einer Prüfcharakteristik II B 435 eine Kenngröße von 25.412. Es handelt sich um einen Widerstand mit geringer zeitlicher Konstanz, der bei einer Umgebungstemperatur von 70 °C betrieben werden kann. Es muß demnach bestellt werden:

Schichtwiderstand 470 kΩ 5% 25.412 TGL 8728

(alte Bezeichnung: Schichtwiderstand 0,25 W 470 kΩ 5% D-TGL 8728)

3. Beispiel

Liegen hohe Anforderungen bezüglich der Konstanz des Widerstandswertes vor, dann muß bestellt werden (ermittelte Prüfcharakteristik I B 425):

Schichtwiderstand 470 kΩ 5% 11.511 TGL 14 133

(alte Bezeichnung: Schichtwiderstand 0,25 W 470 kΩ 5% 200 – TGL 14 133)

4. Beispiel

Es wurde ein Widerstand bestellt:

Schichtwiderstand 470 kΩ 5% 25.732 TGL 8728

(alte Bezeichnung: Schichtwiderstand 1 W 470 kΩ 5% D-TGL 8728)
Dieser besitzt eine Prüfcharakteristik

II A 445 und darf bei 1 W nur bei 40 °C Umgebungstemperatur eingesetzt werden. Beträgt die Umgebungstemperatur 70 °C, dann darf der Widerstand gemäß Bild 2 nur mit

0,5 W

belastet werden, oder man muß einen anderen Widerstand aussuchen, der bei der Prüfcharakteristik I B 425 etwa die gleichen Abmessungen aufweist:

Schichtwiderstand 470 kΩ 5% 11.720 TGL 14 133

(alte Bezeichnung: Schichtwiderstand 1 W 470 kΩ 5% 200 – TGL 14 133)

Ist ausreichend Platz vorhanden, dann kann auch bei einer Prüfcharakteristik II A 445 verwendet werden:

Schichtwiderstand 470 kΩ 5% 25.948 TGL 8728

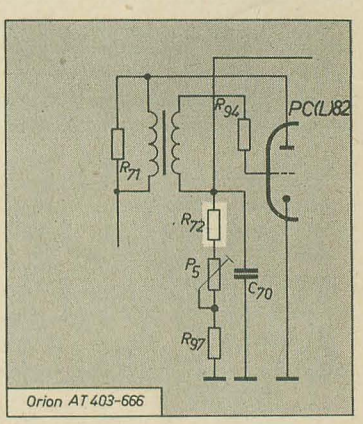
(alte Bezeichnung: Schichtwiderstand 2 W 470 kΩ 5% D-TGL 8728)

Dieser Widerstand darf bei 70 °C mit 1 W belastet werden.

Wir bitten alle Konstrukteure und Entwickler bei Neuentwicklungen die neuen Bezeichnungen in den Stücklisten zu berücksichtigen.

Bildsynchronisationsfehler beim Orion AT 403-666

Nach etwa zwei Stunden Betriebszeit fiel bei dem Gerät die Bildsynchronisation aus. Der Fehler mußte also zwangsläufig am Vertikalgenerator zu finden sein. Es wurde versucht, die Frequenz mit dem nur von innen zugänglichen Regler P_5 zu korrigieren. Dieser war jedoch schon auf seinen vollen Wert (470 kΩ) eingestellt. Eine weitere Untersuchung ergab, daß R_{72} statt des im Schaltbild angegebenen Wertes von 330 kΩ nur einen bereits

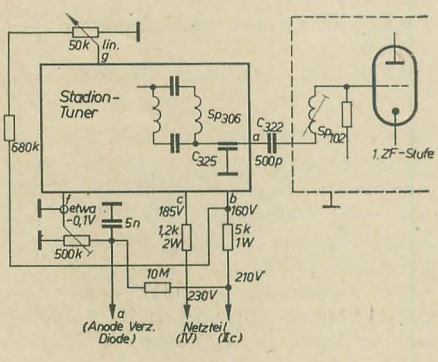


werksmäßig (!) eingebauten Wert von 220 kΩ hatte. Demgemäß war also die Bildfrequenz zu hoch, da sich C_{70} zu schnell entlud. Nach Ersatz von R_{72} durch 400 kΩ lief das Gerät auch über längere Zeiträume einwandfrei.

G. Ernst

Erhöhung der Eingangsempfindlichkeit beim TV-Empfänger „Start"

Um die Eingangsspannung eines TV-Empfängers zu steigern, kann man z. B. eine Antenne mit großem Gewinn verwenden. Solche Antennensysteme werden aber besonders für die niedrigen Kanäle sehr umfangreich. Weiterhin kann man einen Antennenverstärker benutzen, der aber den Nachteil einer komplizierteren Umschaltung der Kanäle und Antennen mit sich bringt. Außerdem gelangt das Rauschen des Antennenverstärkers auf die ZF-Stufen. Alle diese Nachteile treten nicht auf, wenn eine empfindlichere Eingangsschaltung verwendet wird.



So wurde der durchstimmbare Tuner ausgebaut und der eines TV-Empfängers „Stadion" eingebaut. Der mechanische Umbau bereitete keinerlei Schwierigkeiten. Es wurden lediglich Winkel an das Chassis gelötet, an denen der „Stadion"-Tuner angeschraubt wurde. In die Bedienungsplatte mußte eine neue Bohrung für die Achse des „Stadion"-Tuners gebohrt werden. Die Achse wird abgesägt und mit einer Fläche zur Befestigung des Knopfes versehen. Als Knopf wurde der Kanalwählerknopf vom Patriot verwendet. Das Potentiometer für die Feinabstimmung wurde am Gehäuse untergebracht und durch Buchsen mit dem Chassis verbunden.

Da der „Stadion"-Tuner mit niedrigeren Spannungen betrieben wird, ist der elektrische Umbau relativ einfach. Dabei wird in die Leitung vom Netzteil (Anschluß IIc = 210 V) zum Anschluß b (160 V) des „Stadion"-Tuners ein Widerstand von 5 kΩ 1 W geschaltet. In die Leitung vom Netzteil (Anschluß IV = 230 V) wird ein Widerstand von 1,2 kΩ 2 W geschaltet. Zwischen Tuner und ZF-Verstärker liegt der Kondensator C_{322} (500 pF).

Der Heizspannungsbedarf des „Stadion"-Tuners liegt 4,1 V über dem des „Start"-Tuners. Diese Differenz gleicht sich meist von selbst über den Heißleiter R_3 aus. Es empfiehlt sich jedoch, den Heizstrom zu messen. Liegt dieser unter 300 mA, muß der 35-Ω-Widerstand im Heizkreis verkleinert werden. Die Oszillatorfeinabstimmung erfolgt mit dem Potentiometer R_{89} (50 kΩ lin.). Mit dem Trimmpotentiometer 500 kΩ wird das Gerät auf die erforderliche Empfindlichkeit eingestellt. Eine höhere Empfindlichkeit erhält man, wenn f auf Masse gelegt wird. Jedoch wird dadurch der Tuner nicht geregelt, was zu Kontrastschwankungen bei großen Feldstärkeänderungen und Übersteuerung bei starken Sendern führt.

Der Widerstand R_{302} (10 MΩ) wird vom Anschluß IIc des Netzteiles zur Anode der Verzögerungsdiode PABC 80 gelegt, damit sich die Verhältnisse in der Tastst ufe nicht ändern.

Im Mustergerät mußten die Spulen $Sp_{101, 102}$ im Filter 101 geringfügig verstellt werden.

Bei sehr geringen Eingangsspannungen kann man die Kondensatoren C_{801} und C_{802} auf 500 pF erhöhen.

R. Wiegand

Brummen in Gegentaktendstufen

Es kommt verschiedentlich vor, daß Gegentaktendstufen trotz gleicher Röhren, genauer Einstellung des Arbeitspunktes und einwandfreier Siebung, einen zu hohen Brummspannungsanteil haben. Das kann daher kommen, daß einer der beiden Katodenelkos taub geworden ist. Eine schnelle Überprüfung im Betriebszustand ist mit einem Multivibrator durch Antasten der Katoden möglich. Bei einem guten Elko darf fast nichts im Lautsprecher zu hören sein. Eine schnelle Überprüfung der Elkos, Katoden, Schirmgitter usw. in den Vorstufen ist ebenfalls möglich.

H. Klaußner

Einfluß von Verschmutzungen

Bei einem Fernsehgerät „Favorit" wurde beanstandet, daß sich das Bild beim Aufdrehen des Helligkeitsreglers vergrößerte und dann in der Mitte des Bildes eine Unschärfezone entstand. Die Betrachtung des Fernsehbildes war nur noch bei sehr geringer Helligkeit möglich.

Vermutet wurde zunächst, daß die Hochspannungsgleichrichterröhre DY 86 in ihrer Leistung nachgelassen hatte. Beim Wechseln der Röhre fiel auf, daß die Anodenkappe stark verstaubt war und die Kontakte sowie die Sockelstifte der Röhre Oxydationsstellen aufwiesen. Daraufhin wurden alle Metallteile gesäubert. Ebenso wurde der Zeilentrafo von anhaftendem Staub befreit, um eventuellen Überschlägen, die nicht selten zu einem Brand führen, vorzubeugen. Das Gerät arbeitete nach dem Einsetzen der alten Röhre wieder einwandfrei.

Es lohnt sich also, besonders bei alten Geräten, auf Verschmutzungserscheinungen und oxydierte Kontakte zu achten, die hohe Übergangswiderstände bilden können.

S. Geiseler

Anleitung zur Modernisierung des TV-Empfängers „Alex"

Teil 1

REINHARD KUBITZA

Die im folgenden beschriebene Umbauanleitung ist eine Fortsetzung von [1]. Es ist daher anzuraten, zum besseren Verständnis die unter [1] gemachten Ausführungen mit als Grundlage zu benutzen. Die Umbauanleitung gilt nicht nur für den „Alex", sondern ist auch in schaltungstechnischer Hinsicht beinahe vollständig für den „Weißensee" gültig. Verschiedene Einzelheiten sind sogar für den „Berolina" zutreffend, während sich auch für andere Geräte Schaltungsauszüge dieser Umbauanleitung verwenden lassen, wie zum Beispiel der OIRT-Tonteil, die Zeilenfrequenzumschaltung und die Bildmodulationsumschaltung.

Eingeführte Änderungen

In der Beschreibung nach [1] kam es in der Hauptsache darauf an, den Regional-Empfänger erst einmal soweit zu verbessern, daß mit ihm ein Empfang auf allen Kanälen bei ausreichender Empfindlichkeit möglich war. Inzwischen brachte die Industrie bessere und kleinere Bauteile heraus, mit denen sich eine bessere Raumausnutzung und bessere Schaltungen durchführen ließen.

So gibt es seit einiger Zeit den neuen durchstimmbaren Gitterbasistuner AB 88 [6], der wesentlich kleinere Abmessungen als der alte Trommelkanalwähler hat und so einen besseren Einbau in dem sehr kleinen „Alex"-Gehäuse ermöglicht. Neben der höheren Eingangsempfindlichkeit ist besonders das lückenlose Überstreichen beider VHF-Bänder beim Empfang von Sendern mit von der CCIR-Norm abweichender Kanalbelegung zu erwähnen. Auch hat der Tuner über den ganzen Bereich eine annähend gleiche Empfindlichkeit, was bei den Trommelkanalwählern nicht der Fall ist. Die Störanfälligkeit des durchstimmbaren Tuners liegt wesentlich unter der eines Trommelkanalwählers, wobei hier die Umschalträdchen der Nockenschalter als schwächstes Glied anzusehen sind. Doch lassen sich diese Teile leicht austauschen.

Um die Vorteile des bandfiltergekoppelten Bild-ZF-Verstärkers, Trennschärfeerhöhung bei gleichzeitiger größerer Stufenverstärkung, auch für den „Alex" ausnutzen zu können, wurde er mit einem dreistufigen bandfiltergekoppelten Bild-ZF-Teil ausgerüstet.

Der Empfang des Begleittones von OIRT-Sendern ist durch Umschalten der Spulen-Parallelkapazitäten möglich, so daß mit nur einem Ton-ZF-Teil ein recht brauchbarer Tonempfang auf beiden Normen zu erzielen ist. Allerdings treten durch die Zuleitungen zum Umschalter Dämpfungen und Güteverluste auf, die die Empfindlichkeit des Tonteiles herabsetzen. Aus diesen Gründen hat das Mustergerät zwei getrennte Ton-ZF-Teile für beide Zwischenfrequenzen, wodurch auf beiden Normen ein optimaler Tonempfang gewährleistet ist.

Der Empfang von Sendern mit Positivmodulation wurde bereits unter [3] beschrieben und läßt sich ohne besondere Schwierigkeiten durchführen. Die Schwierigkeit bei der Zeilenfrequenzumschaltung liegt in der Wiederherstellung halbwegs normaler Betriebsverhältnisse im Zeilen- und teilweise auch im Bild-Kippteil bei den beiden anderen Normen. Dabei macht die 819-Zeilen-Norm die größten Schwierigkeiten. Bei ihr geht die Bildbreite wesentlich zurück; die Helligkeit und die Bildschärfe lassen nach.

Dagegen nimmt bei 405 Zeilen die Bildbreite und die Helligkeit zu. Zur Wiederherstellung wenigstens einigermaßen normaler Verhältnisse sind daher außer der reinen Normenumschaltung noch Bildbreite, Bildhöhe, Helligkeit und Kontrast durch Umschalter auszugleichen.

Die mit dieser Umschaltung zu erzielenden Bilder genügen für den zeitweilig auftretenden Empfang von 405- und 819-Zeilensendern vollkommen, da es ja hierbei in erster Linie darauf ankommt, überhaupt erst einmal eine Auflösung der Bilder zu erhalten. Trotzdem kann die bei 405 Zeilen vorhandene Bildqualität noch als sehr gut bezeichnet werden.

Durch die Lautstärkefernregelung an der zweiten DF-Stufe tritt bei zurückgedrehtem L-Regler in verstärktem Maße Intercarrierbrumm auf; außerdem ist der Regelbereich zu klein. Die Lautstärkefernregelung wurde deshalb auf eine Impedanzstufe verlegt.

Auch die Schaltung des Amplitudensiebes wurde verbessert, weil bei schwachen Signalen für gewöhnlich eine Synchronisierung nicht mehr zu erreichen war. Aus diesem Grunde wurde die Schaltung mit einer ECC 82 bestückt. Sie entspricht nun der des TV-Empfängers „Turnier".

In die Katodenleitung der $Rö_{17}$ (PL 36) wurde eine Sicherung eingebaut, die bei auftretendem Katoden-Heizfadenschluß sofort durchbrennt und so den Masseschluß des Heizstromkreises unterbricht. Dadurch wird das Durchbrennen der anderen Röhrenheizfäden, die bei Kurzschluß der PL 36 noch im Heizkreis verbleiben, verhindert.

Schaltung des Gerätes

Kanalwähler und Bild-ZF-Teil

Auf die Funktion des Kanalwählers braucht nicht näher eingegangen zu werden. Sie ist ausführlich in [6] beschrieben. Auch die Bild-ZF-Stufe weist keine Besonderheiten auf, so daß auch hier eine nähere Beschreibung entfallen kann (Bilder 1 und 2).

Videoteil

Im letzten Bandfilter des ZF-Teils erfolgt die Gewinnung des BAS-Signals und der Ton-ZF. Zum Empfang von negativer und positiver Bildsendermodulation sind zwei gegeneinander gepolte Germaniumdioden vorhanden (Bild 2), die wechselseitig durch einen Umschalter an die Videoendstufe angeschlossen werden. Gleichzeitig erfolgt hinter den Dioden die Auskopplung der als Differenzfrequenz zwischen Bild- und Tonträger vorhandenen Ton-ZF, die zum Umschalter S_1 gelangt (Bild 3).

In der Katodenleitung ($Rö_6$) liegt ein regelbarer Scharfzeichner. Am Helligkeitsregler liegt ein 8-μF-Kondensator gegen Masse, der eine Unterdrückung des Leuchtpunktes beim Abschalten des Gerätes bewirkt (Bild 4). Auf den Einbau einer getasteten Regelung wurde verzichtet. Die Synchronimpulse werden an der Anode von $Rö_6$ über einen 16-kΩ-Widerstand abgenommen.

CCIR-Ton-ZF-Teil

Die vom Umschalter $S_{1/I}$ kommende Ton-ZF gelangt über die Tonauskuppelspule an das Gitter der ersten Ton-ZF-Stufe ($Rö_7$). Die zweite Ton-ZF-Stufe ($Rö_8$) arbeitet als Begrenzer mit niedriger Anodenspannung. Durch $Rö_9$ erfolgt die Gleichrichtung der ZF. Die gewonnene NF gelangt über das Deemphasisglied an den Umschalter $S_{1/II}$.

OIRT-Ton-ZF-Teil

Die OIRT-Ton-ZF durchläuft wie beim CCIR-Tonteil die einzelnen Stufen ($Rö_{11}$ und $Rö_{12}$). Der OIRT-Tonteil ist im Prinzip genau wie der CCIR-Tonteil geschaltet, nur daß die Bandfilter für 6,5 MHz ausgelegt sind.

Da die Heizung und Anodenspannung ständig in beiden Teilen vorhanden ist, erfolgt sofort nach dem Umschalten der Tonempfang in der entsprechenden Norm.

Amplitudensieb

Das Prinzip des Amplitudensiebes entspricht dem des „Alex". Durch den Einsatz einer ECC 82 ändern sich lediglich einige Widerstands- und Kapazitätswerte.

NF-Teil

Die erste NF-Verstärkerröhre $Rö_{11}$ wird als Anodenbasisstufe betrieben und dient zur einwandfreien Fernbedienung der Lautstärke. Die Anode erhält direkte Plusspannung; die Katode liegt über 200 Ω an

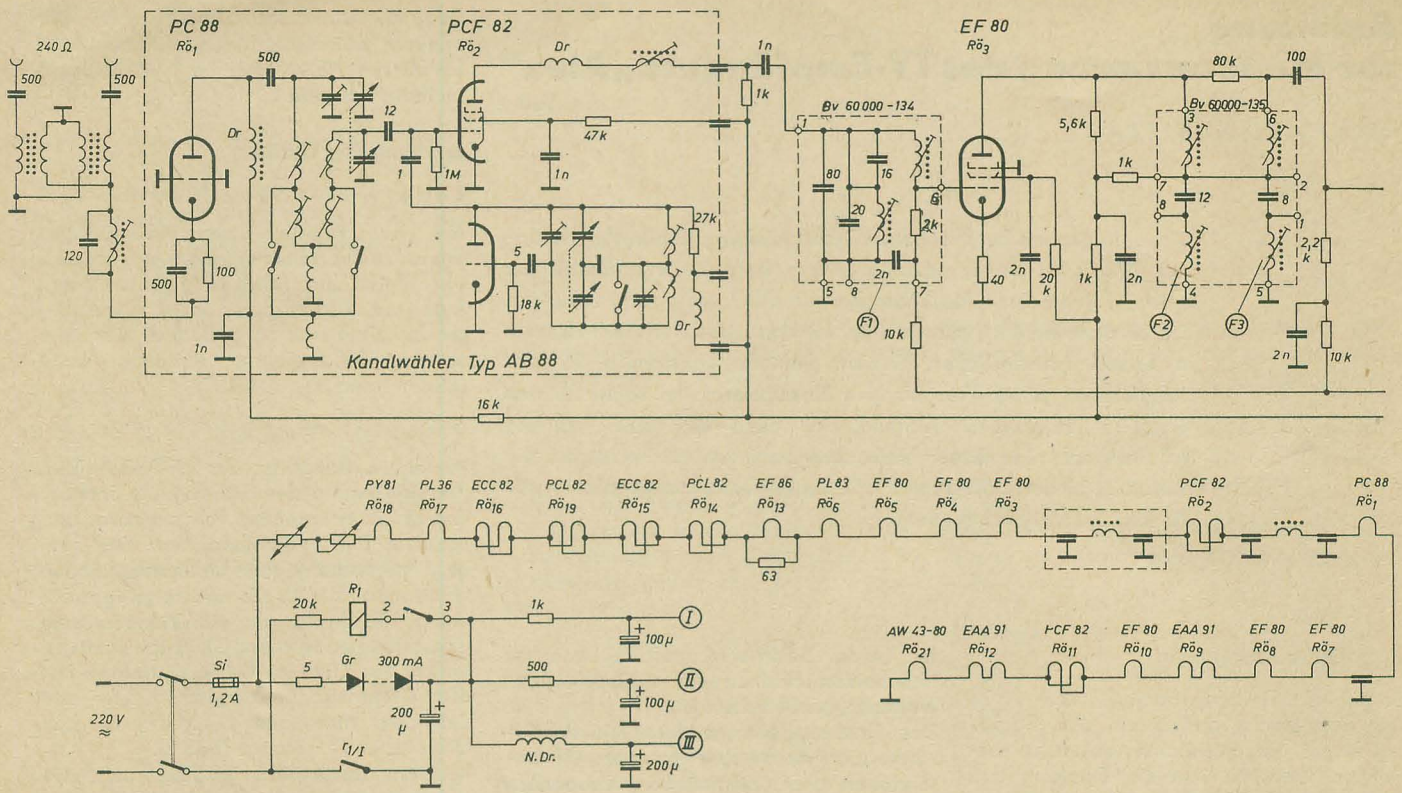


Bild 1: Kanalwähler, Bild-ZF- und Stromversorgungsteil

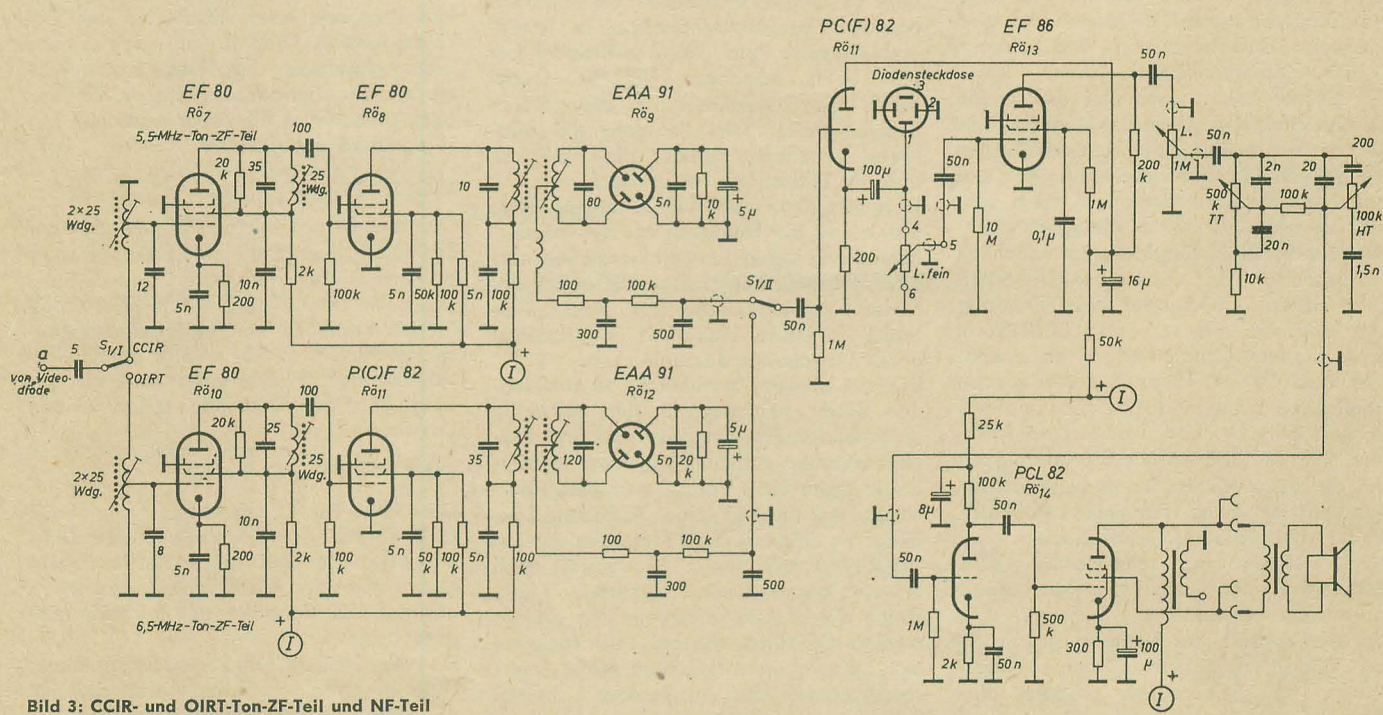


Bild 3: CCIR- und OIRT-Ton-ZF-Teil und NF-Teil

Masse. Von der Katode der $R\ddot{o}_{11}$ wird die NF über einen 50-μF-NF-Elko nach dem auf dem Fernbedienungsteil sitzenden Lautstärkeregler geführt. Vom Mittelabgriff des Reglers gelangt die geregelte NF an das Gitter der Verstärkerröhre $R\ddot{o}_{13}$. Obwohl diese Leitungen an sich niederohmig sind, müssen sie aber abgeschirmt verlegt werden. Die Masse des Fernreglers wird isoliert im Fernreglerkabel an den Massepunkt der $R\ddot{o}_{11}$ geführt.

Bei der zweiten NF-Stufe ($R\ddot{o}_{13}$) erfolgt die Erzeugung der Gittervorspannung durch Anlaufstrom am 10-MΩ-Widerstand. Diese Schaltung zeichnet sich durch eine gute Brummunempfindlichkeit aus. Die verstärkte NF gelangt nun an den im Gerät sitzenden Lautstärkeregler. Daran an schließt sich das Klangreglernetzwerk, das eine getrennte Regelung der Höhen und Tiefen gestattet. Die nachfolgende Stufe ($R\ddot{o}_{14}$) hat die Aufgabe, die durch das Klangreglernetzwerk entstandenen Verstärkungsverluste auszugleichen, bei der durch den 50-nF-Katodenkondensator eine Höhenanhebung hervorgerufen wird. $R\ddot{o}_{14}$ erzeugt die benötigte Ausgangsleistung von 3,5 W.

Phasenvergleichsschaltung

Die Phasenvergleichsschaltung entspricht der Originalschaltung des „Alex".

Zeilenkippteil

Im Grundprinzip entspricht der Zeilenkippteil ebenfalls der ursprünglichen „Alex"-

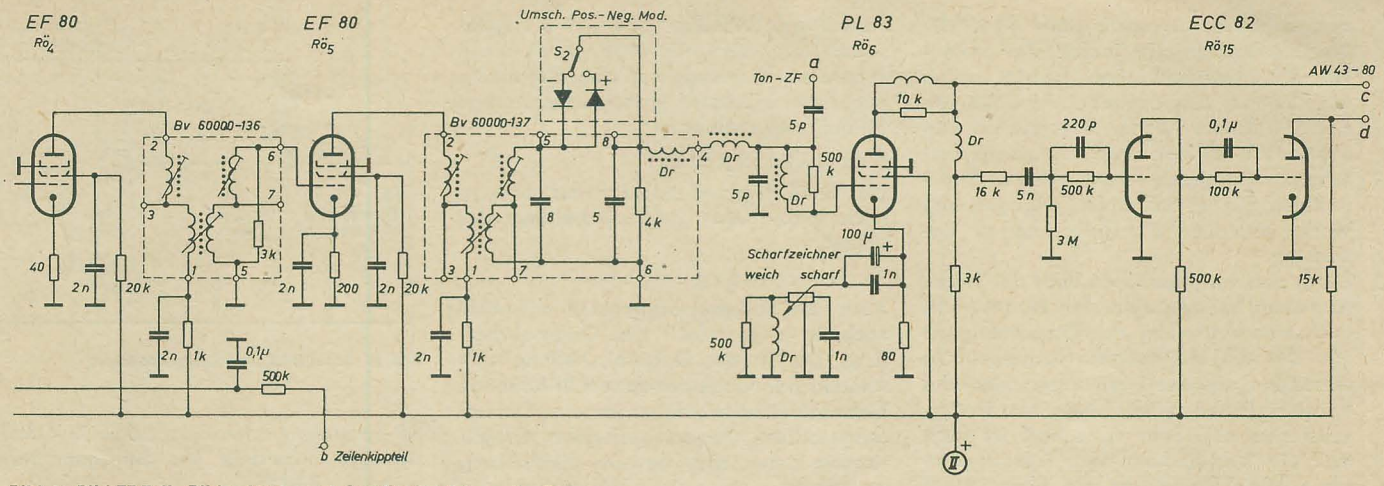


Bild 2: Bild-ZF-Teil, Bildendstufe und Amplitudensieb sowie Begrenzer

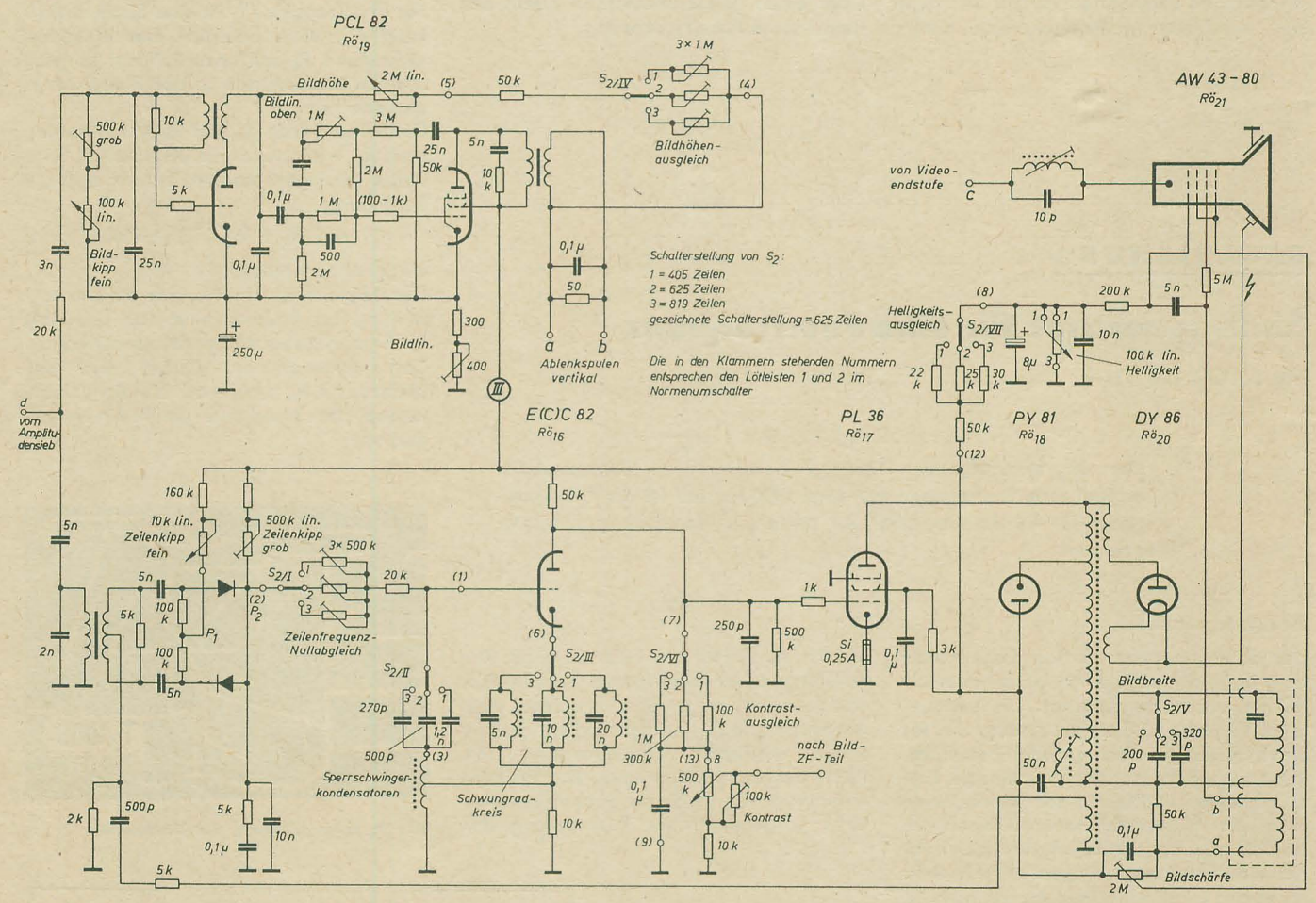


Bild 4: Bildkipp- und 3-Normen-Zeilenkippteil

Schaltung. Er arbeitet als schwungradstabilisierter Sperrschwinger.

Neu ist der Umschalter für die drei unterschiedlichen Zeilenfrequenzen. Schalter $S_{2/I}$ schaltet jeweils einen Trimmregler zum Abgleich der Zeilenfrequenz ein. Mit $S_{2/II}$ werden die verschiedenen Sperrschwingerkondensatoren eingeschaltet. $S_{2/III}$ schließt den zu jeder Zeilenfrequenz gehörenden Schwungradkreis an. Wie Versuche ergaben, genügt es nicht, nur einer Schwungradkreisspule drei verschiedene Kondensatoren parallel zu schalten, da der exakt benötigte Wert sich nur äußerst schwierig nachbilden läßt und so keine sichere Synchronisierung erzielt werden kann.

Auf Grund der sich ändernden Arbeitsweise des Zeilensperrschwingers tritt beim Umschalten auf eine andere Norm auch eine andere Kontrastregelspannung auf, die normalerweise ein Nachstellen des Kontrastes erforderlich machen würde. Um dies zu vermeiden, schaltet $S_{2/VI}$ verschieden große Widerstände ein, die am besten als Trimmregler auszubilden sind. Dadurch läßt sich exakt der gleiche Kontrast bei gleicher Reglerstellung erzielen.

Abweichend von der „Alex"-Originalschaltung wurde als Zeilenendröhre eine PL 36 eingesetzt, um bei 819 Zeilen die starke Bildbreiteverringerung ausgleichen zu können. In diesem Zusammenhang muß aber gesagt werden, daß dies nicht unbedingt immer der Fall sein muß, da das Mustergerät noch an einem Gleichstrom-

netz arbeitet und somit etwa 40···60 V am Ladekondensator fehlen. Bei normalem Wechselstrombetrieb genügt daher die PL 81 für eine ausreichende Bildbreite bei 819 Zeilen. Mittels $S_{2/V}$ werden nun Kondensatoren der Horizontalablenkwicklung parallel geschaltet, die das Bild verbreitern. Die im Schaltplan angegebenen Werte sind nur als Richtwerte zu betrachten.

Durch den veränderlichen Wert der Hochspannung bei den einzelnen Normen tritt auch eine Änderung der Grundhelligkeit ein. Um nun ein lästiges Nachregeln zu vermeiden, schaltet $S_{2/VII}$ unterschiedliche Vorwiderstände in die Leitung zum Helligkeitsregler ein. Sehr vorteilhaft ist auch hier die Verwendung von Trimmreglern zur exakten Einstellung. Da beim „Alex" die Anodenspannung des Vertikalsperrschwingers aus der Boosterspannung gewonnen wird und diese ebenfalls Veränderungen unterworfen ist, tritt als Folge der verschiedenen Normen eine unterschiedliche Bildhöhe auf. Zur Kompensation legt $S_{2/IV}$ für jede Norm einen separaten Trimmregler in den Stromkreis, mit dem wiederum genau die richtige Bildhöhe einstellbar ist.

Vertikalkippteil

Der Vertikalkippteil entspricht bis auf $S_{2/IV}$ noch genau der Originalschaltung des „Alex".

Stromversorgungsteil

Auch der Stromversorgungsteil entspricht noch im allgemeinen der Originalschaltung. Der in der Originalschaltung zum Anodenspannungsspeisepunkt III führende Siebwiderstand wurde gegen eine Drossel ausgetauscht, um bei geringeren Gleichstromverlusten eine bessere Siebwirkung zu erzielen.

Weiterhin ist ein Relais vorhanden, das über den Fernbedienungsteil gesteuert wird und die Minusleitung unterbricht. Über einen 20-kΩ-Widerstand erhält das Relais seine Arbeitsspannung.

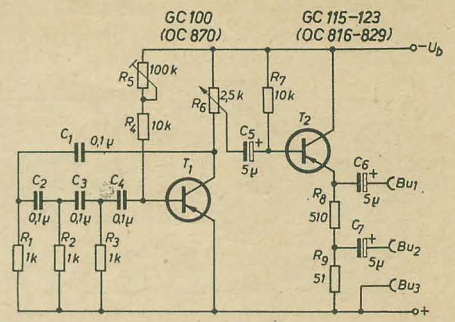


Bild 2: Schaltbild des Sinusgenerators

NF-Spannung erfolgt kapazitiv. Das vollständige Schaltbild des Sinusgenerators vermittelt Bild 2.

Hinweise für Dimensionierung und Abgleich

Für den Transistor T_1 ist eine Stromverstärkung $\beta \geqq 45$ erforderlich. Der Kollektorwiderstand R_6 soll etwa 2,7 mal so groß wie die Widerstände in der Phasenschieberkette sein.

Die Widerstände R_8 und R_9 – und analog auch R_7 – können, falls erforderlich, noch weiter verringert werden, jedoch muß die Bedingung

$$\beta_{T_2} (R_8 + R_9) \parallel R_7 \geqq 4\ k\Omega$$

eingehalten werden.

Der Abgleich beschränkt sich auf die Einstellung des Arbeitspunktes von T_1 mittels R_5. Er wird zweckmäßigerweise oszillografisch vorgenommen. Dabei wird der Widerstand R_5 verändert, bis die Verzerrungen der Sinuskurve ein Minimum erreichen.

BAUANLEITUNG

Sinusgenerator für eine Festfrequenz

Ing. I. BORKMANN

Der im nachfolgenden Beitrag beschriebene Sinusgenerator erzeugt eine Tonfrequenz von etwa 1000 Hz und ist als Prüfsignalgeber für NF-Anlagen aller Art sowie als Morseübungsgenerator geeignet.

Elektrischer Aufbau

Der Sinusgenerator, dessen Grundschaltung im Bild 1 angegeben ist, arbeitet als RC-Phasenschieberoszillator. Die viergliedrige Phasenschieberkette erzeugt die für einen Schwingeinsatz erforderliche Rückkopplungsphase nur für eine einzige Frequenz, deren Größe von der Dimensionierung der Phasenschieberkette abhängig ist. Mit den angegebenen Werten ergibt sich eine Frequenz von etwa 1000 Hz. Zum besseren Verständnis der Funktionsweise des Generators sei auf die ausführliche Literatur verwiesen [1] [2] [3].

Diese Grundschaltung des Generators hat jedoch den Nachteil, daß der Belastungswiderstand größer als 4 kΩ sein muß. Zur Erzielung eines niedrigeren Innenwiderstandes wurde daher dem Generator eine Impedanzstufe (T_2) nachgeschaltet, die mit einem minimalen Lastwiderstand von 100 Ω belastet werden kann. Der Emitterwiderstand von T_2 ist als Spannungsteiler 10 : 1 ausgebildet, die Auskopplung der

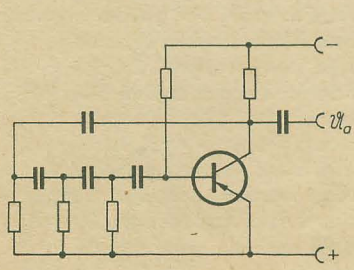


Bild 1: Grundschaltung eines RC-Phasenschieberoszillators

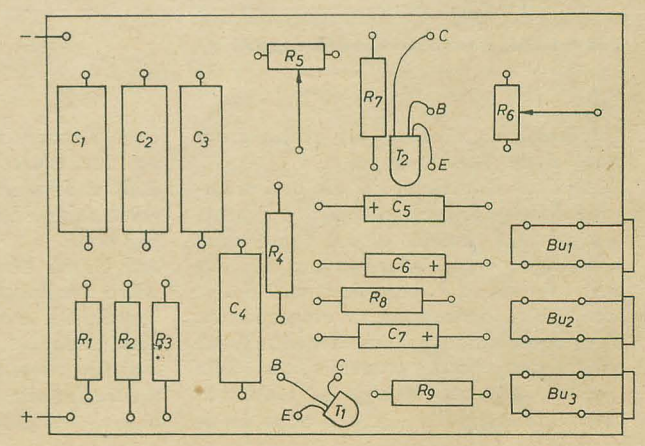


Bild 4: Bestückungsplan der Leiterplatte

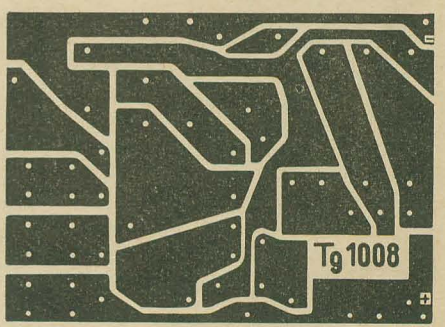


Bild 3: Leitungsführung der Leiterplatte

Die Einstellregler $R_{5,6}$ sind 0,1-W-Typen und die übrigen Widerstände 0,125-W-Typen. Die Kondensatoren $C_{1...4}$ besitzen 63 V und die Elkos $C_{5...7}$ 6 V Nennspannung.

Für den mechanischen Aufbau wurde die gedruckte Verdrahtung angewandt. Die Abmessungen der Leiterplatte betragen 75 × 55 mm. Die Leitungsführung ist im Bild 3, der Bestückungsplan im Bild 4 dargestellt. Der Verfasser ist gern bereit, Interessenten die Leiterplatte abzugeben. Anschrift des Verfassers: I. Borkmann, VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14.

Als Amplitudenregler (R_6) ist ein Potentiometer von 2,5···5 kΩ mit linearem Widerstandsverlauf erforderlich. Da derartige Kleinstpotentiometer für gedruckte Schaltungen gegenwärtig nicht erhältlich sind, wurde das Potentiometer aus einem 0,1-W-Einstellregler für gedruckte Schaltungen (waagerechte Montage) selbst hergestellt. Bild 5 zeigt eine entsprechende Bauskizze. Der Schalter wurde ebenfalls selbst hergestellt [4]. Die Frontplatte des Mustergerätes ist mit der Leiterplatte über die Buchsen $Bu_{1...3}$ fest verbunden. Dazu werden die Buchsen fest an die Frontplatte angeschraubt, an der Unterseite mit einer Feile abgeflacht und auf Blechwinkel aufgelötet, die aus dünnem Blech hergestellt wurden. Bild 6 zeigt die fertig bestückte Leiterplatte.

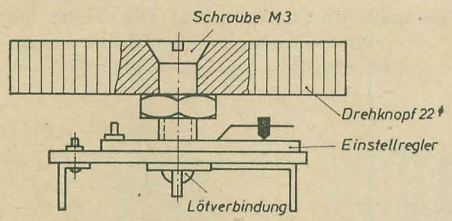


Bild 5: Bauskizze für den Drehwiderstand R_6

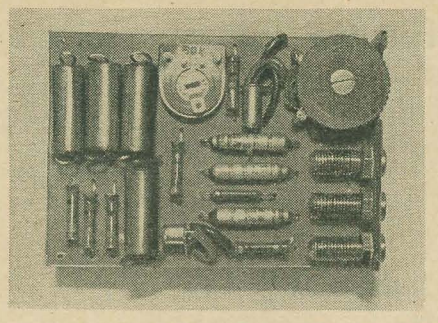


Bild 6: Bestückte Leiterplatte

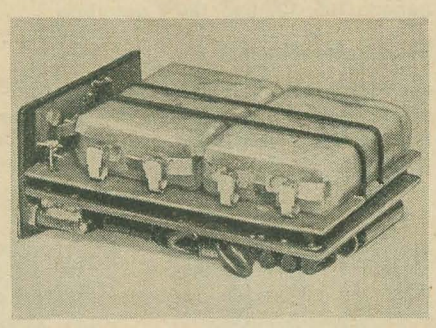


Bild 7: Anschlußplatte für die Akkumulatoren

Stromversorgung

Für ein sicheres Anschwingen des Generators ist eine Betriebsspannung von mindestens 3 V erforderlich. Im Mustergerät wurden zwei in Reihe geschaltete Trockenakkumulatoren mit je 2 V/0,5 Ah (ETS-Rulag) verwendet. Als kontaktgebende Elemente erwiesen sich die Kontakte von handelsüblichen Federleisten (z. B. aus dem 26poligen Stecker vom VEB Elektroschaltgerätewerk Gornsdorf) als gut geeignet. Bild 7 zeigt die Anschlußplatte für die Akkumulatoren. Das komplette Gerät ist in ein Gehäuse mit den Abmessungen 78 × 56 × 33 mm eingebaut und im Bild 8 dargestellt.

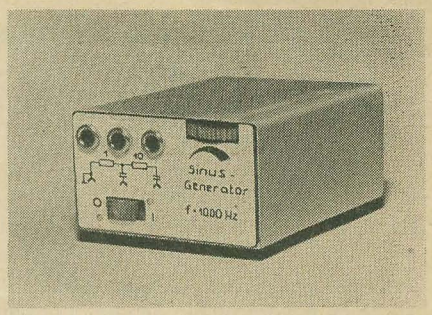


Bild 8: Ansicht des kompletten Gerätes

Technische Daten

Generatorfrequenz:	1000 Hz
Betriebsspannung:	4 V
Stromaufnahme:	7 mA
Ausgangsspannung (Leerlauf):	0,8···1 V
Innenwiderstand:	etwa 150 Ω

Literatur

[1] Shea, R. F.: Transistortechnik. VEB Verlag Technik, Berlin 1961

[2] Lennartz/Taeger: Transistor-Schaltungstechnik. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin 1963

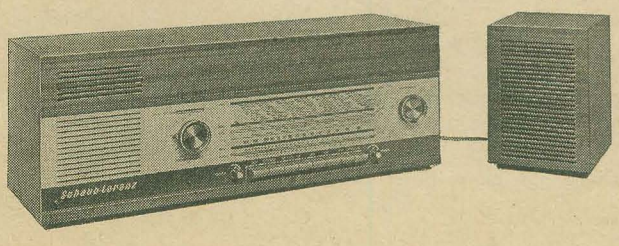
[3] Fischer, H.-J.: Transistortechnik für den Funkamateur. Deutscher Militärverlag, Berlin 1962

[4] Borkmann, I.: Schalter für elektronische Kleinstgeräte. radio und fernsehen 13 (1964), H. 20, S. 628–629

Basisbreite bei „Stereo"

Geräte zur stereofonischen Wiedergabe haben entweder zwei Lautsprecherboxen oder eine Lautsprecherbox und einen in das Steuergerät eingebauten Lautsprecher. In beiden Fällen kann die Basisbreite leicht verändert werden, nämlich durch Wahl eines anderen Standortes für die Box(en).

Da diese Lösung etwas aufwendig ist, „erfanden" wirtschaftlich denkende Gerätefabrikanten die sogenannte „billige Stereofonie", bei der beide Lautsprecher (oder Lautsprechergruppen) der Basis in einem Gehäuse untergebracht sind. „Halt", sagt da der Techniker: „Da wird die Basisbreite zwangsläufig etwas weniger groß als die Gehäuselänge, und das ist entschieden zu wenig."



Durch Abnahme eines der beiden Lautsprecher – hier am Beispiel des „Rialto Stereo M" von Schaub-Lorenz läßt sich die Basis für Stereo in weiten Grenzen frei gestalten (Schaub-Lorenz-Werkfoto)

Zwei westdeutsche Rundfunkgerätefirmen lösten diese Streitfrage in einer Weise, die sowohl technisch korrekt als auch elegant ist. In den Stereorundfunkempfängern „Melodia" und „Rialto" wurde der rechte Lautsprecher „abnehmbar" gemacht. Er befindet sich in einer regelrechten kleinen Box mit den gleichen akustischen Eigenschaften wie der linke Lautsprecher im Gehäuse des Steuerteils. Man kann den Lautsprecher entweder am Gerät lassen – Klammern sorgen in diesem Falle für eine stabile Verbindung –, dann hat man ein „normales" Rundfunkgerät vor sich, wenigstens äußerlich betrachtet. Oder man kann den rechten Lautsprecher (mit Box) abnehmen und in eine zusagende Entfernung stellen; das Kabel ist lang genug. Man hat dann eine richtige Stereoanlage mit ausreichend großer Basis vor sich (Bild). Ein Lob dem findigen Manne, der diese wahrhaft salomonische Lösung eines alten Streites fand!

St.

Neue polnische Röhren für die kommerzielle Technik

Von der polnischen Elektronikindustrie wurde im neuerrichteten Senderöhrenwerk „Lamina" die Produktion von kommerziellen Röhren aufgenommen.
Es handelt sich u. a. um folgende Typen:

Sendetrioden

Typ	Anodenverlustleistung in W	obere Grenzfrequenz in MHz
T-01	135	200
T-02	200	60···70
T-04	400	60···70
T-06	6000 (Luftkühlung) 12 000 (Wasserkühlung)	30
T-25	25 000	70

Tetroden

Die Bündelstrahltetrode Q-3,5 ist für den Betrieb in Hochfrequenzverstärkern für das Schwarz-Weiß- und Farbfernsehen und in Modulationsstufen, im Frequenzbereich bis 220 MHz, vorgesehen. Sie besitzt die Abmessungen von 169 × 97 mm mit Kühler, eine Masse von 2,25 kg und eine Anodenverlustleistung von 3 kW.
Interessant ist auch eine Bündeltetrode mit einer Leistung von 2 × 7,5 W mit indirekt geheizter Oxydkatode, die sich für den Betrieb in selbst- und fremderregten Sendern und Hochfrequenzverstärkern bis 200 MHz, in Fernverbindungs- und Fernsehübertragungsanlagen, in transportablen Geräten von Luftverkehr-, See- und Amateursendern eignet.

Pentoden

Von Pentoden werden hergestellt: GU-50 für Frequenzen bis 120 MHz und einer Anodenverlustleistung von 40 W und GU-81 für Frequenzen bis 50 MHz und einer Anodenverlustleistung von 450 W.

Hochspannungsdioden

Hochspannungsdioden werden in drei Größen, für Sperrspannungen von 30 bis 40 kV und Höchstgleichstrombelastungen bis 100 mA gebaut.

Regeldiode

Bei der Regeldiode D-0001 für Maß- und Regelkreise wird die Abhängigkeit des Emissionsstroms von der Heizleistung ausgenutzt. Sie findet Anwendung in elektronischen Wechselstrom-Spannungsgleichhaltungsbrücken und wird für eine Anodenhöchstspannung 250 V und einen maximalen Anodenstrom von 0,6 mA gebaut.

Stabilisatoren

Die Glimmentladungs-Spannungsgleichhalter SG-2S, SG-3S und SG-4S werden für Höchststromwerte bis 30 mA und Spannungen 105, 127 und 180 V gefertigt.

Mikrowellenröhren

Die Magnetfeldröhre LM-4 ist eine mechanisch abstimmbare Röhre, die für den Impulsbetrieb in Funkortungsgeräten bestimmt ist.

Ionisiersonden

Die Ionisiersonde SBA-1 ist für einen Druckbereich von $5 \cdot 10^{-8} \cdots 10^{-3}$ Torr und der Typ SJ-1 für einen Druckbereich 10^{-6} bis 10^{-3} Torr vorgesehen.

Gasentladungs-Dekadenziffernröhre LC-1

Diese Röhre dient als Ziffernanzeiger mit unmittelbarer Ablesung. Die Höhe der unter der Glaskuppel der Röhre ausgeleuchteten Ziffer beträgt 15,5 mm (Röhrendurchmesser 26,5 mm) und ist aus einer 10 m betragenden Entfernung noch gut ablesbar.

Leistungsaufnahme:	0,4 W
Zündspannung:	160 V
Speisespannung:	170···300 V
Betriebstemperatur:	— 25···+ 70 °C

Besondere Anfragen sind an die Polnische Außenhandelsgesellschaft m.b.H. „Elektrim" in Warschau oder an das nächste Büro eines polnischen Handelsrats zu richten.

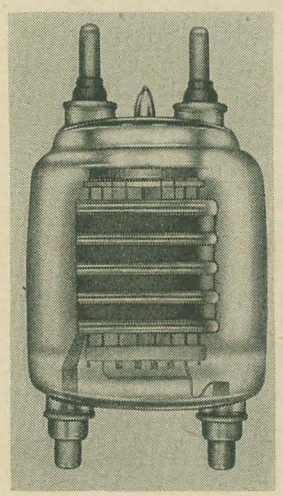


Bild 1: Sendetriode T-04

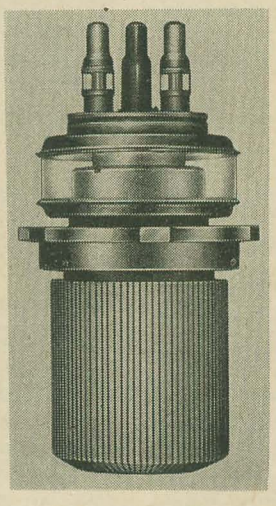


Bild 2: Sendetriode T-06

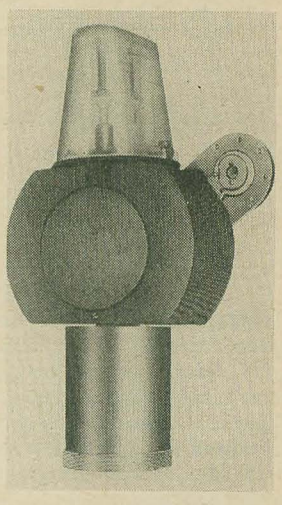


Bild 3: Magnetfeldröhre LM 4

Frequenzbereich:	1300···1350 MHz
Impulsbreite:	4 s
Impulsfolgefrequenz:	250 Imp/s
Impulsausgangsleistung:	600 kW

Die Magnetfeldröhre MC-1 ist ein Hochfrequenzgenerator für Dauerbetrieb und wird hauptsächlich im Bereich der Dezimeterwellen - Wärmetechnik (Kunststoffschweißen, Sterilisierung), im Bergbau und in der Kurzwellentherapie angewendet.

Arbeitsfrequenz:	2375 ± 50 MHz
Leistung:	1500 W

Die Breitband-Nebenschlußröhre PJ-400 dient zum Einsatz in Funkortungsgeräteumschaltern.

Impulsleistung:	1 MW
Impulsbreite:	3 s
Impulsfolgefrequenz:	428 Imp/s

Das Reflexklystron K-12 ist eine für Hochfrequenz-, Meß- und Empfangseinrichtungen für die Zusammenarbeit mit externem Resonator bestimmte Röhre, deren Abmessungen lediglich 29 × 80 mm betragen.

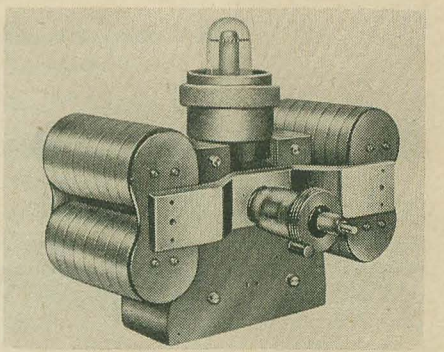


Bild 4: Magnetfeldröhre MC I

Neue Siliziumgleichrichter für TV-Empfänger

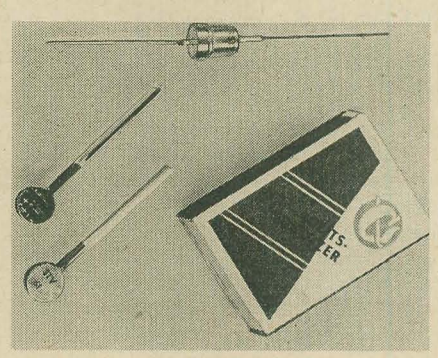
Von der französischen Firma Soral werden z. Z. Siliziumgleichrichter in neuer Bauform herausgebracht. Diese haben entweder die Form eines runden Diodenkörpers mit axialen Anschlüssen oder einer kleinen Scheibe mit etwa 8 mm Durchmesser (Bild). Diese Si-Gleichrichter sind speziell für den Einsatz in Stromversorgungsteilen von TV-Empfängern gedacht, was sich auch aus ihrer Bemessung für 110 bzw. 220 V Wechselspannung ergibt. Die Daten dieser Si-Gleichrichter zeigt die nachstehende Tabelle.

Von Soral wurden einige Bauelementemuster übergeben mit der Anregung, sie unabhängig von den propagierten Herstellerdaten auszuprobieren. Die Erprobung der Si-Gleichrichter in den verschiedenen Laboratorien ist zwar noch nicht abgeschlossen, doch kann schon einiges aus ersten Messungen veröffentlicht werden:

Der Sperrstrom, der mit den propagierten 30 μA relativ niedrig liegt, lag bei den gemessenen Mustern noch tiefer und erreichte kaum die Hälfte des zugelassenen Wertes. Das gleiche gilt für den Spannungsabfall in Durchlaßrichtung. Da beide Werte – Sperrstrom und Spannungsabfall in Durchlaßrichtung – für die Güte und den Wirkungsgrad eines jeden Gleichrichters entscheidend sind, können die Dioden als sehr gut bezeichnet werden. Die Durchbruchspannung lag bei einem Exemplar des Typs STV 6 unterhalb des angegebenen Wertes (940 V anstelle von 1250 V). Da jedoch nur wenige Dioden zur Verfügung standen, darf hier auf einen Exemplarfehler geschlossen werden.

Interessant ist der Vergleich eines konventionellen Selen-Gleichrichters mit einem der beschriebenen Si-Gleichrichter. In bezug auf Platzbedarf und Wirkungsgrad fällt er sehr zu Gunsten der Si-Gleichrichter aus. Die einzigen Punkte, die in der Vergangenheit zugunsten des Se-Gleichrichters sprachen, sind Zuverlässigkeit und Preis. Die neuen Soral-Gleichrichter sollen jedoch in der Zuverlässigkeit den Typen für die professionelle Elektronik nicht nachstehen. Der Preis der Si-Gleichrichter ist in erster Linie eine Frage der Stückzahl.

Streng



Ansicht der neuen Si-Gleichrichter von Soral

Daten der neuen Si-Gleichrichter von Soral

Typ		STV 4	STV 5	STV 6	STV 7
Spitzensperrspannung U_{sperr}	in V	400	400	800	800
Sperrstrom bei U_{sperr} und 25 °C	in μA	30	30	30	30
Impulssperrspannung	in V	650	650	1250	1250
max. Wechselspannung am Gleichrichter in Einwegschaltung bei kapazitiver Last	in V	110	110	220	220
max. Dauerdurchlaßstrom bei kapazitiver Last	in A	0,5	0,8	0,5	0,8
max. Ladekondensator	in μF	200	200	200	200
Spitzendurchlaßstrom	in A	5	8	5	8
Impulsdurchlaßstrom	in A	18	30	18	30
Spannungsabfalll beim Nennwert des Durchlaßstromes	in V	1,1	1,1	1,1	1,1
min. Schutzwiderstand	in Ω	6	11	6	11
max. Gehäusetemperatur	in °C	110	110	110	110

Referate

Automatische Kurzschlußsicherung

Grundig Techn. Informationen, April 1964

Oftmals sind bei Arbeiten an Transistorgeräten in Labors und Reparaturwerkstätten Kurzschlüsse der Stromversorgung unvermeidbar. Deshalb wurden schon die verschiedensten Möglichkeiten zur Strombegrenzung beschrieben. Entweder verwendet man Vorschaltlampen, die den Innenwiderstand der Spannungsquelle mitunter beträchtlich erhöhen – bei größeren Leistungen tritt das sogenannte „Pumpen" ein – oder es werden extrem flinke Sicherungen eingesetzt. Diese stellen jedoch bei den geringen Spannungswerten keinen ausreichenden Schutz dar. Die angeführten Nachteile treten bei der hier beschriebenen Anordnung nicht auf.

Entsprechend Bild 1 werden für diese „Sicherung" nur ein Relais mit den Wicklungen W_1 und W_2, eine Glühlampe ($U_L = 6{,}3$ V, $I_L = 0{,}3$ A) und zwei Tasten benötigt. Bei einer Speisespannung von 9 V am Ausgang des Gerätes ergibt sich der ohmsche Widerstand für die Relaiswicklung W_1 zu

$$R_{W1} = \frac{U_a - U_L}{I_L} = 9\ \Omega$$

Der Widerstand für die Wicklung W_2 ist

Aus der

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektroakustik Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 9 (1965)

Die Ökonomie mikroelektronischer Bausteine in der industriellen Elektronik

Die Anwendung mikroelektronischer Bausteine wird entscheidend von der Wirtschaftlichkeit bestimmt. Die unterschiedlichen Bedingungen für die digitale und analoge Technik werden erörtert. Integrierte Schaltkreise auf Dünnfilmbasis ermöglichen eine wirtschaftliche Serienfertigung, erhöhte Redundanz der Schaltungen ohne Volumenvergrößerung und größere Zuverlässigkeit. Den Einsatz in der Analogtechnik fördert eine Schaltungsstandardisierung.

Zum Schaltverhalten von Dioden

Vom physikalischen Vorgang ausgehend, werden verschiedene Formeln zur Ermittlung des Umschaltverhaltens von Halbleiter-pn-Dioden untersucht, die näherungsweise die Berechnung der Erholzeit sowie der Abklingzeit gestatten.

Leitschichten der Mikrowellentechnik

Einige Betrachtungen zur Anwendung von Freiraum-Nachrichtensystemen im Lichtwellenbereich

Unter Bezugnahme auf die allgemein geltenden Ausbreitungsgesetze elektromagnetischer Wellen sowie auf die speziellen Rauschverhältnisse in den bisher erschlossenen Frequenzgebieten und im Lichtwellenbereich werden anhand von zwei Diagrammen analoge Übertragungsanlagen im UHF- sowie im Lichtwellenbereich miteinander verglichen und verschiedene optische Nachrichtensysteme diskutiert.

Eine Anlage zur Übertragung von Videosignalen mit einer GaAs-Diode

Es wird über eine Anlage zur Übertragung von Videosignalen mit Hilfe einer GaAs-Lumineszenz-Diode berichtet. Die elektronischen Baugruppen und die Anordnung der Diode werden näher beschrieben. Über eine Entfernung von 20 m wurde ein Signalrauschverhältnis von 40:1 erreicht.

Ein Beitrag zum logarithmischen Verstärker

Koaxiale Ferrit-Resonanz-Richtungsleitungen für Dezimeter- und Zentimeterwellen

Es wird zusammenfassend über durchgeführte Arbeiten zur Herstellung koaxialer Richtungsleitungen berichtet. Bei Frequenzen unterhalb 4 GHz weisen diese handlichere Abmessungen auf als vergleichbare Hohlleiterausführungen. Fragen des Aufbaus solcher Bauteile werden erörtert und experimentelle Ergebnisse angegeben.

Ein kompakter 2-GHz-Ferrit-Resonanzisolator

Es wird über die Dimensionierung und konstruktive Ausführung eines Resonanzisolators in Dreiplattenleitertechnik mit kammartig ausgeführtem Innenleiter für das Band von 1,8 bis 2 GHz berichtet. Gegenüber der üblichen Ausführung mit dielektrischer Belastung ergeben sich eine einfachere Herstellung, leichtere Anpassung und bei der kleinen geforderten Bandbreite eine noch relativ einfache Dimensionierung. Das erreichte Dämpfungsverhätnis ist 21 dB/0,7 dB = 30.

weniger kritisch. Man wickelt auf W_1 0,5 bis 0,7 m Kupferlackdraht von 1,2 mm Dicke. Unter Beachtung gleichen Wickelsinnes müssen die Anschlüsse entsprechend Bild 2 verbunden werden. Danach wirken die von W_1 und W_2 erzeugten

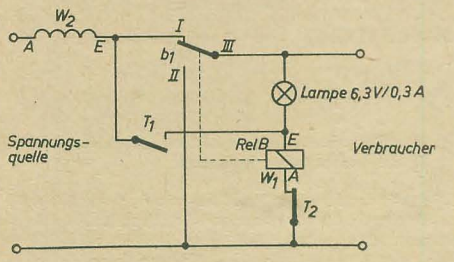


Bild 1: Stromlaufplan

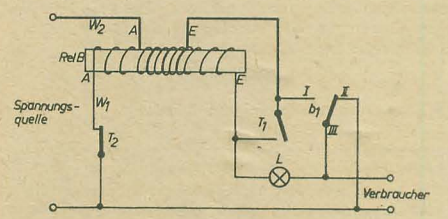


Bild 2: Schematische Darstellung der Relaiswicklungen im Stromkreis

Flüsse entgegen, sobald durch beide Strom fließt. Legt man an den Eingang eine Spannung und drückt die Taste T_1, so zieht Relais B über die Wicklung W_1 an. Gleichzeitig schaltet Kontakt b_1 von II–III auf I–III um. Die Taste T_2 ist als Ruhetaste ausgebildet und im Normalfall geschlossen. Öffnet man T_1, hält sich das Relais über die Verbindung I–III-Lampe-T_2. Die Lampe leuchtet auf und zeigt die Einsatzbereitschaft des Gerätes an. Schließt man die Ausgangsklemmen kurz, bricht die Spannung auch über der Wicklung W_1 zusammen, und es fließt durch W_2 für kurze Zeit ein starker Strom, der ein entgegengerichtetes Feld zur Folge hat. Das Relais fällt sofort ab. Die Stromspule W_2 schützt die Spannungsquelle, so daß der Kurzschluß nicht in voller Höhe wirksam werden kann.
Unterbricht man durch Drücken der Taste T_2 den Haltestromkreis des Relais B, so werden von b_1 die Kontakte II–III verbunden. Diese Maßnahme ist notwendig, um die Elkos des untersuchten Gerätes zu entladen. Sind die Kontakte nicht einwandfrei und die Elkos ungenügend entladen, kann beim Loslassen von T_2 Relais B wieder anziehen.
Die besonderen Vorteile dieses kleinen Gerätes liegen in seiner Einfachheit und der Möglichkeit, mehrere dieser Sicherungen von einer Spannungsquelle zu betreiben, ohne die anderen bei Kurzschlüssen zu beeinflussen. Die Schaltung arbeitet je nach Relaistyp zwischen 2 und 9 V einwandfrei.

-er

Fachbücher

Hans Poser

Nachrichtentechnik und Wahrscheinlichkeitsrechnung

VEB Verlag Technik, Berlin

84 Seiten, 39 Bilder, 9 Tafeln, broschiert 6,– MDN

Nachdem 1949 Shannon die mathematischen Grundlagen zur Berechnung nachrichtentechnischer Systeme angegeben hatte, entwickelte sich mit der Informationstheorie eine besondere mathematische Disziplin, die es sich zur Aufgabe machte, mit Hilfe der Wahrscheinlichkeitsrechnung die theoretischen Grundlagen zur optimalen Bemessung informationsverarbeitender Einrichtungen zu schaffen.
Der Autor dieser Broschüre hat es sich nun zur Aufgabe gemacht, die recht schwierigen Probleme der Wahrscheinlichkeitsrechnung und deren Anwendung auf die Nachrichtentechnik in möglichst klarer und verständlicher Form darzulegen. Er fordert vom Leser nur allgemeine mathematische Grundlagen, auf denen aufbauend er die Begriffe und Zusammenhänge der Wahrscheinlichkeitsrechnung erläutert und durch viele sehr anschauliche Beispiele untermauert.
Ein weiterer Abschnitt befaßt sich mit der Auswertung von Meßergebnissen aus der Sicht der Wahrscheinlichkeitsrechnung. Den Schluß bildet eine sehr komprimierte Darstellung stochastischer Prozesse. Hier wäre es sinnvoll, etwas auf die praktische Bedeutung der Korrelationsfunktionen einzugehen.
Als Fazit ergibt sich nach der Lektüre dieser Broschüre: Jedem interessierten Studenten und Ingenieur nur zu empfehlen; auf so verständliche Art vermittelt wohl kaum ein Standardwerk die Grundlagen der Wahrscheinlichkeitsrechnung.

Schiller

Gerhard Scherreik

100 Kniffe für den Funkamateur

Reihe „Der praktische Funkamateur", Heft 47

Deutscher Militärverlag, Berlin, 1964
84 Seiten, 48 Bilder, broschiert 1,90 MDN
Der Titel sagt bereits alles über den Inhalt aus. Hier finden vor allem Anfänger eine Fülle von Tips elektrischer und mechanischer Natur, die ihnen die Bastelpraxis erleichtern. Aber auch für „alte Hasen" ist sicher noch mancher brauchbare Hinweis enthalten. Vielleicht mag die Art der Darstellung – auf das Objekt bezogen – manchmal etwas übertreibend wirken, entscheidend dürfte aber der praktische Nutzen sein. Dieser wird vor allem dadurch erhöht, daß außer dem ausführlichen Inhaltsverzeichnis auch ein Stichwortregister enthalten ist, das die Suche wesentlich erleichtert.
Einige Kniffe sind mit Vorsicht zu gebrauchen. Dazu gehört der Hinweis zum Löten von Aluminium. Es gab hier schon eine ganze Reihe von Patentlösungen, aber bisher wurde noch kein Verfahren bekannt, bei dem die Lötstelle längere Zeit ohne Korrosion gehalten hätte.
Zusammenfassend läßt sich aber feststellen, daß diese Broschüre bei keinem Anfänger fehlen sollte.

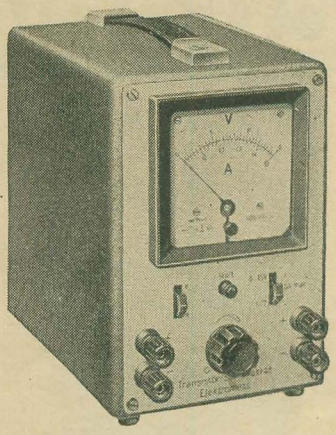
Schlenzig

BSC
TV-Hochantennen
TV-Tischantennen
Buchmann, Schulze & Co., KG
Betrieb mit staatlicher Beteiligung
Dessau, Stenesche Straße 12

Service-Oszillograf
EO 71/1, neuwertig, und ca.
50 St. MP-Kondensatoren
4 MF 1100 V, zu verkaufen.
Radio-Söllner,
99 Plauen (Vogtl.), Ruf 5282

Leiterplatten
fertigen wir kurzfristig für Entwicklung aus Ihrem Basismaterial.
Angebote RA 960, 701 Leipzig Schließfach 240

HG
25 JAHRE
technische Schiebe-Abziehbilder!
Verlangen Sie bemustertes Angebot!
HOLM GROH
703 Leipzig,
Kurt-Eisner-Straße 71

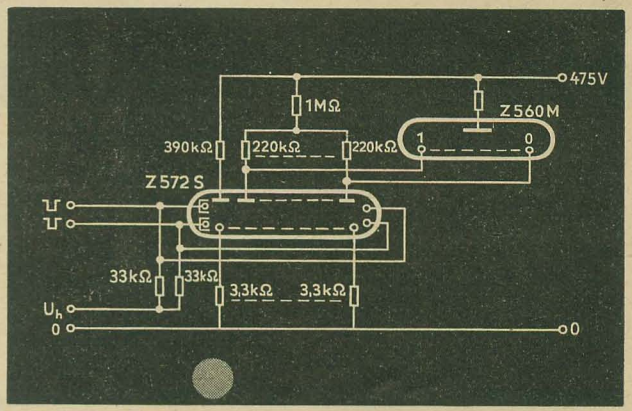


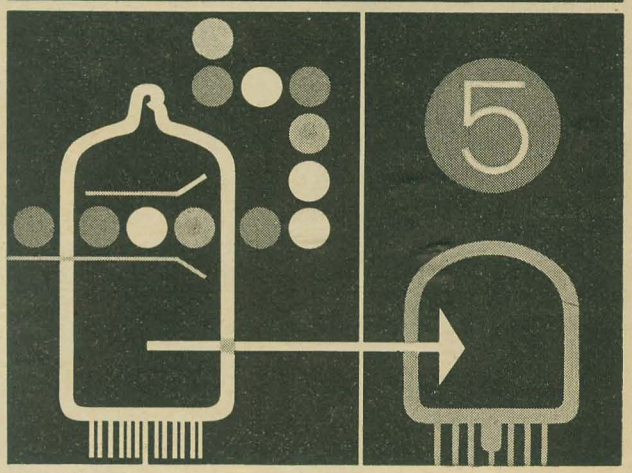
Transistor-Speisegerät 15 V / 0,5 A
Elektromess

Ein Gleichspannungs-Speisegerät, den Forderungen der Praxis angepaßt —
Konstante und von Belastungs- und Netzspannungsänderungen unabhängige Ausgangsspannung —
Niedriger Innenwiderstand und sehr geringe Störspannung —
Ausgangsspannung stetig einstellbar —
Automatischer Überstrom- und Kurzschluß-Schutz —
Ausgangsspannung und -Strom mit eingebautem Instrument meßbar —
Gütezeichen 1 —

Bitte verlangen Sie Prospekt von

PGH Elektromess
8021 Dresden, Bärensteiner Straße 5a, Telefon 31345





ELEKTRONIK – WEGBEREITER DES TECHNISCHEN FORTSCHRITTS

Z 572 S

Eine neue edelgasgefüllte Dekadenzählröhre mit zehn Schaltanoden für die Vorwärts- und Rückwärtszählung zur direkten Ansteuerung von Ziffernanzeigeröhren. — Universell einsetzbar, geringe Abmessungen, sofort betriebsbereit. —

Typ	U_B Brennspannung	$I_{k\,min}$ Katodenstrom	f_{max} Zählfrequenz
Z 572 S	475 V	2,3 mA	5 kHz

RFT electronic

VEB WERK FÜR FERNSEHELEKTRONIK

116 BERLIN-OBERSCHÖNEWEIDE
OSTENDSTRASSE 1–5

WF

Anzeigen-Aufträge richten Sie bitte nur an die

DEWAG-WERBUNG BERLIN, 102 Berlin, Rosenthaler Str. 29-31

oder an die

DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der DDR.

Der Anzeigenschluß für diese Zeitschrift ist der 21. eines jeden Monats für das übernächste Heft und der 5. eines jeden Monats für das nächste Heft.

PrüfFix

das ideale Kontaktprüfgerät
Lieferung über den Fachhandel
PGH „ENERGIE", 729 Torgau

Auch Kleinanzeigen finden in der technischen Fachpresse stärkste Beachtung!

Junger Funkmechaniker

z. Z. im Fernsehservice tätig, sucht neuen Wirkungskreis. Fahrerlaubnis vorhanden. Wohnung muß gestellt werden.

Angebote unter KRF 1297 an DEWAG, 1054 Berlin

Lautsprecher-Reparaturen

aufmagnetisieren – spritzen
sauber · schnell · preiswert

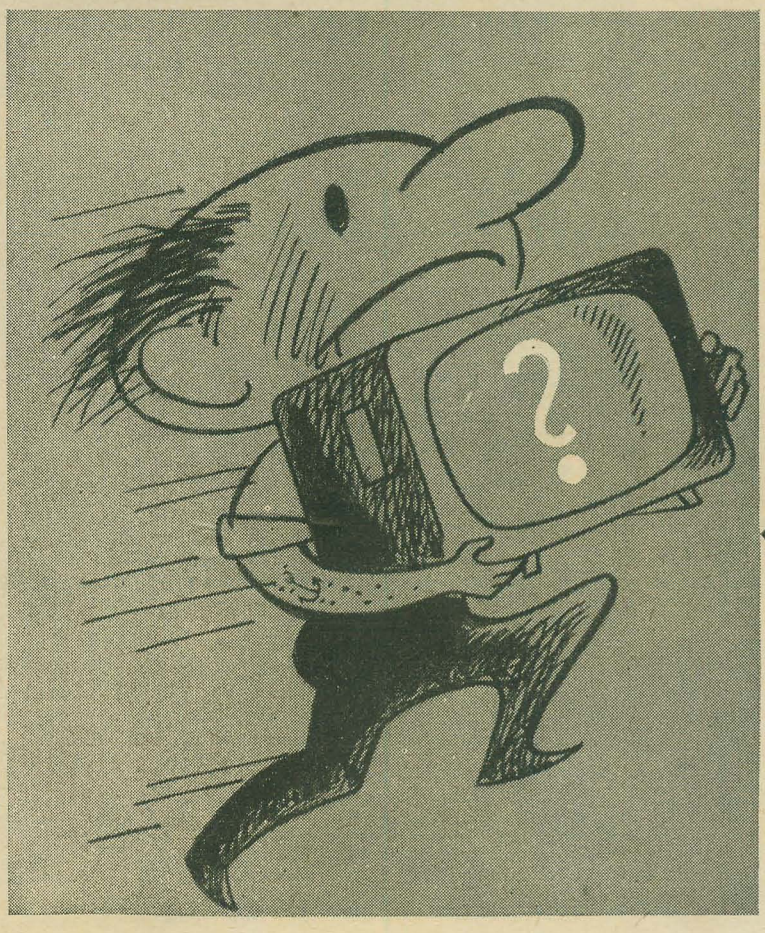
Mechanische Werkstatt
Alfred Pötz, 521 Arnstadt/Th.
Friedrichstr. 2, Telefon 2673

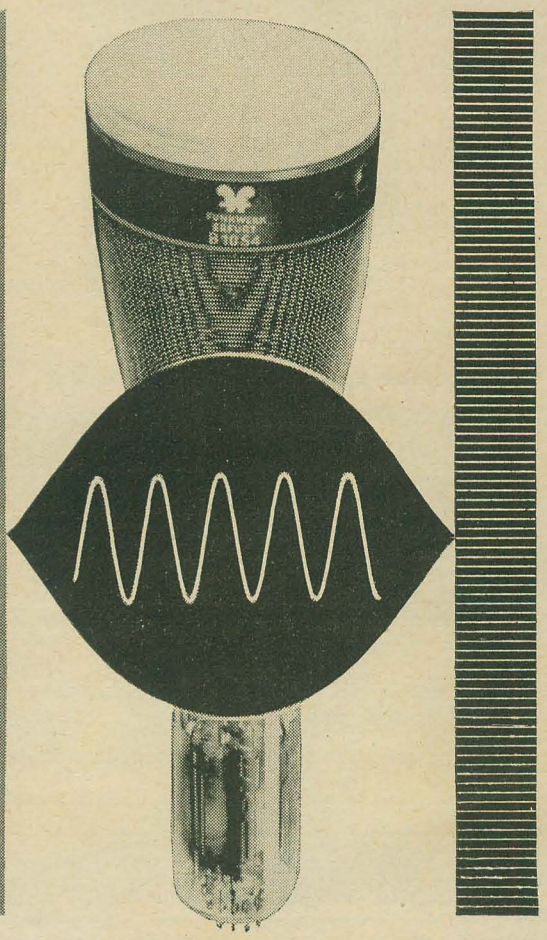
Unbedenklich ölen Sie die Fassungen einsteckbarer Transistoren mit

Spezial-Wellenschalteröl »k«

Rundfunk-Spezialist Fr. Granowski, 6822 Rudolstadt 2/Thür.

RFT electronic





Schneller – sicher – billiger

wird Ihr Service von Fernsehempfängern durch den Einsatz von Oszillografen mit unserer modernsten 10-cm-Einstrahl-Oszillografenröhre B 10 S 4 mit sehr hoher Ablenkempfindlichkeit von 2,7 mm/V in Meßrichtung und 0,94 mm/V in Zeitrichtung, sehr hoher Grenzfrequenz durch Halskontaktanschlüsse für die Ablenkplatten und brillante Schirmhelligkeit durch 2 kV Schirmspannung.
Technische Informationen sowie Prospekte über Oszillografen – Empfängerröhren, Meßgeräte und Musikboxen durch unsere Verkaufsabteilung.

VEB FUNKWERK ERFURT

Erfurt, Rudolfstraße 47/18

Telefon: 58280, Telegramm: Funkwerk Erfurt, Telex: 055306

Der explosionsgeschützte

Druckkammer-Lautsprecher 128 KDX

ist ein dauererregter Trichterlautsprecher zur Wiedergabe von Sprache. Er ist besonders geeignet für den Einsatz in explosions- und schlagwettergefährdeten Räumen und in Chemiebetrieben.

Besondere Merkmale sind:

Doppelt gefalteter Stahlblechtrichter, Spezialimprägnierung der Membrane, Druckkammer mit Laufzeitkegel. – Der Schutzgrad beträgt entsprechend TGL 15165, Blatt 1, IP 66 – Schallführung IP 55. Dem Explosionsschutz wird beim Antriebssystem durch den Sonderschutz nach TGL 19491, Blatt 7, und bei den Anschlußteilen und dem Übertrager durch erhöhte Sicherheit nach TGL 19491, Blatt 3, entsprochen.

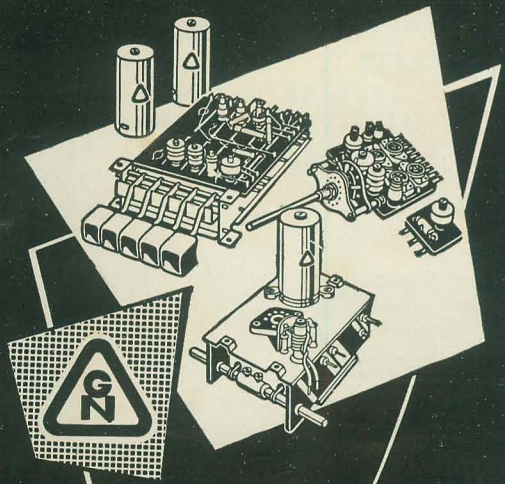
Die Hauptabmessung und Masse beträgt:

max. Durchmesser 275 mm Einbautiefe 270 mm Masse 3,0 kg

Elektrische und akustische Daten:

Nennbelastbarkeit in VA	6
Übertragungsbereich Hz (Toleranzkanal 20 dB Breite)	350 ··· 5000
Kennempfindlichkeit µbar/√VA im Bereich 500 ··· 4000 Hz	30
Nennscheinwiderstand/Ohm	6
Eingebauter Übertrager VA/Ohm	6/1600
VA/Ohm	3/3200

VEB Elektrotechnische Werkstätten Rötha 7209 Rötha, Heinestraße 24



Spulensätze

für Rundfunkempfänger

UKW, Kurzwelle, Mittelwelle, Langwelle

Komplett verdrahtet, mit Dreh- und Tastenschaltern

GUSTAV NEUMANN KG

SPEZIALFABRIK FÜR SPULEN, TRANSFORMATOREN, DRAHTWIDERSTÄNDE · CREUZBURG/WERRA THÜR.

Gemeinsam

geht es besser

Die Mitarbeiter im Entwicklungsbüro stehen immer wieder vor wichtigen Aufgaben. Vor allem geht es darum, neue konstruktive technische Lösungen zu schaffen, um den steigenden Qualitätsanforderungen des Weltmarktes in jeder Hinsicht gerecht zu werden ...
Aus diesem Vorhaben erwachsen Probleme, die in gemeinsamer Arbeit optimal gelöst werden müssen. In der gründlichen Fachdiskussion ergibt eine Frage die andere: wie erreichen wir die größtmögliche Betriebszeit des Gerätes ohne Störanfälligkeit bei gleichzeitig verringerter Masse? Welche Möglichkeiten bietet dabei die Halbleitertechnik? Können wir transistorieren? Bei der Lösung Ihrer Probleme wollen wir Sie gern unterstützen. Fordern Sie bitte Informationsmaterial und Beratung durch unsere Applikationsingenieure.

RFT electronic

KUPON

An den
VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)
Abt. W und M IV

Bitte übersenden Sie uns/mir Informationsmaterial über Halbleiter*
Wir wünschen technische Beratung für die Applikation*

* Gewünschtes bitte ankreuzen!

Bemerkungen

Name Abteilung

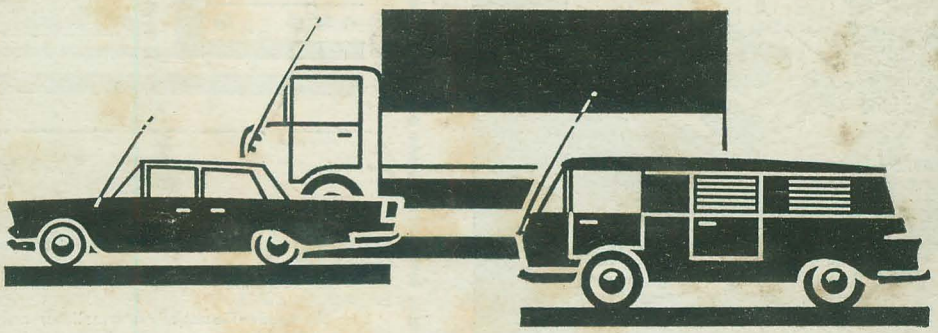
Betrieb

Adresse

RFT

WIR FERTIGEN:

- UKW-ANTENNEN
- FERNSEH-ANTENNEN EINSCHLIESSLICH FÜR BEREICH IV UND V
- GEMEINSCHAFTS-ANTENNEN-VERSTÄRKER UND ANTENNEN-MAST-VERSTÄRKER
- ANTENNENZUBEHÖR
- AUTO-ANTENNEN



VEB ANTENNENWERKE
6823 BAD BLANKENBURG/THÜR.WALD

Unser Messestand befindet sich im Städtischen Kaufhaus Leipzig, Neumarkt 9–19